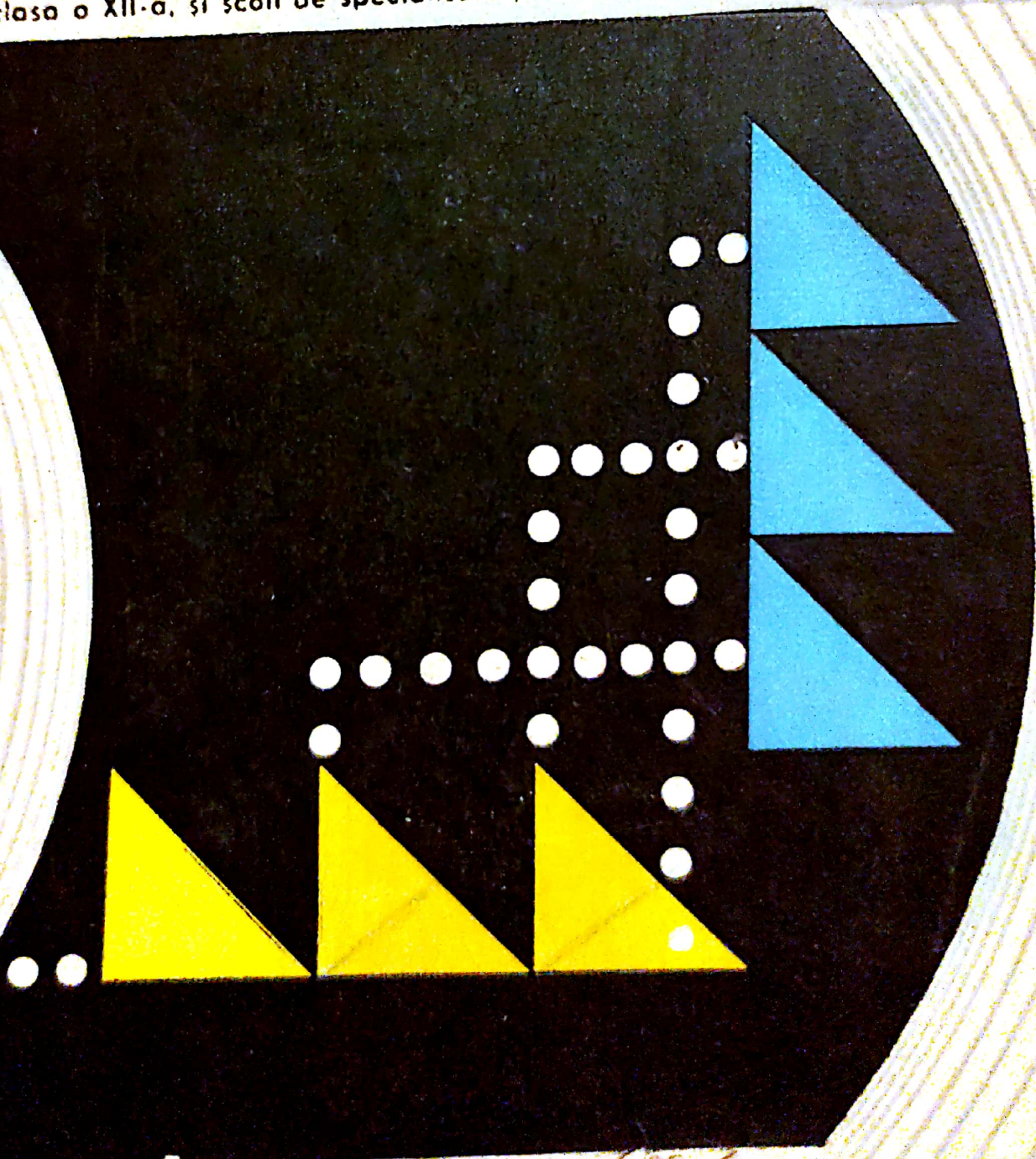


GH. AIRINEI  
M. WARDALLA

# LINII DE TELECOMUNICATII SI ECHIPAMENTE DE CURENȚI PURTĂTORI

Manual pentru licee industriale cu profil de electrotehnică,  
clasa a XII-a, și școli de specializare postliceală





u8y

ing. GHEORGHE AIRINEI  
ing. MIRCEA WARDALLA

# **LINII DE TELECOMUNICAȚII ȘI ECHIPAMENTE DE CURENȚI PURTĂTORI**

Manualul pentru licee industriale cu profil de electrotehnică,  
clasa a XII-a (specializarea: electrician  
pentru instalații de telecomunicații),  
și școli de specializare postliceală



EDITURA DIDACTICĂ ȘI PEDAGOGICĂ  
BUCUREȘTI, 1977



Manualul a fost revizuit în conformitate cu programa școlară aprobată  
de Ministerul Educației și Învățământului

Materialul a fost elaborat astfel :

ing. GHEORGHE AIRINEI : cap. 1, 3, 5, 9, 13,

ing. MIRCEA WARDALLA : cap. 2, 4, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 14, 15

Redactor : ing. RODICA DUMITRAȘCU  
Tehnoredactor : PARASCHIVA GAȘPAR  
Grafician : VICTOR WEGEMANN



## CAPITOLUL I

# NOȚIUNI INTRODUCTIVE PRIVIND TELECOMUNICAȚIILE

### A. GENERALITĂȚI

Aparatul telefonic, inventat în 1876 de Graham Bell avea inițial o rază de acțiune doar de câțiva kilometri. Microfonul cu cărbune și receptorul electromagnetic au mărit distanța de telefonare la câțiva zeci de kilometri. Primele circuite telefonice apar în România în 1884.

S-au introdus apoi linii aeriene din oțel, cupru sau bronz cu diametrul 3—5 mm, deci cu pierderi mici, măbind distanța utilă la sute de kilometri. Ulterior s-au inventat cablurile urbane și cele interurbane.

După 1893, mărirea artificială a inductanței cablurilor (pupinizare) a permis obținerea de circuite de 200—300 km.

În 1915 s-au realizat primele repetitoare vocale, măbind distanța utilă pînă la 200 km. În 1918 s-a inventat primul sistem de curenți purtători iar în 1924 apar sisteme cu 3 căi pe linii aeriene. Se realizează apoi circuite naționale lungi și internaționale.

În 1924, pentru stabilirea normelor de realizare, întreținere și exploatare a circuitelor internaționale s-a creat Comitetul Consultativ Internațional Telefonic (CCIF), iar în 1925 Comitetul Internațional Telegrafic (CCITT). În 1956, acestea au fuzionat în Comitetul Consultativ Internațional pentru Telefonie și Telegrafie (CCITT), din care face parte și țara noastră.

După 1936 s-au realizat sisteme de 12 căi pentru linii aeriene și 12, 60 și 120 căi pentru cabluri interurbane. Apar cabluri coaxiale



și radiorelee de mare capacitate pentru sisteme cu 300—10 800 căi și pentru transmisii de televiziune.

După preluarea puterii de stat în țara noastră de către clasa muncitoare, telecomunicațiile au fost reorganizate pentru a satisface nevoile mereu crescînde ale economiei naționale și solicitările sporite ale oamenilor muncii de la orașe și sate:

- s-au construit și modernizat multe trasee aeriene, a crescut foarte mult rețeaua de cabluri interurbane simetrice, s-au creat trasee complexe de radiorelee;

- s-a introdus automatizarea interurbană în 72 localități și se tinde spre automatizarea întregii rețele interurbane;

- s-a creat o industrie modernă de telecomunicații, ce produce cabluri urbane și interurbane, centrale automate urbane și interurbane Pentacross, repetoare vocale, sisteme cu 1—3 căi pentru linii aeriene, sisteme cu 12 + 12, 24 și 60 căi pentru cabluri interurbane, sisteme cu 3 și 24 căi telegrafice și sisteme cu modulație în cod a impulsurilor cu 30/32 căi;

- se află în stare avansată realizarea de echipamente terminale și repetoare de 960 căi pentru cabluri coaxiale.

Programul Partidului Comunist Român de făurire a societății socialiste multilateral dezvoltate și înaintare a României spre comunism prevede mărirea în continuare a capacității centralelor telefonice urbane concomitent cu dezvoltarea automatizării interurbane și extinderea acesteia în mediul rural.

## B. REȚELE DE TELECOMUNICAȚII

Instalațiile de telecomunicații transmit informații între două puncte, cu ajutorul curentului electric. Se pot transmite:

- programe de radio și televiziune;
- comunicații telefonice și telegrafice;
- transmisii specializate: fototelegrafice, telecomenzi, transmisii de date etc.

Programele de radio și televiziune se transmit de la un emițător de mare putere prin unde herțiene către un număr mare de receptoare distante.

Comunicații telefonice și telegrafice (fig. 1.1) între doi abonați respectiv două teleimprimatoare se realizează prin circuite telefonice și circuite telegrafice. Legăturile între mai mulți abonați se efectuează (manual sau automat) de către centrale telefonice (telegrafice) prin linii de abonat.



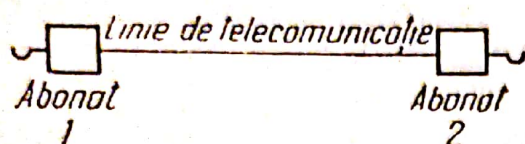


Fig. 1.1. Comunicație telefonică.

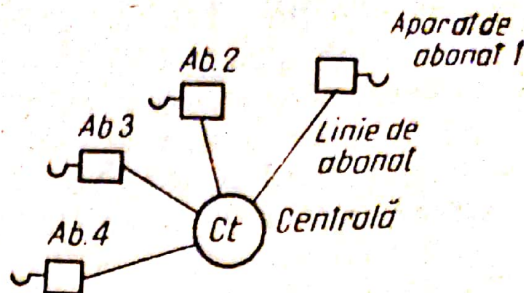


Fig. 1.2. Rețea locală.

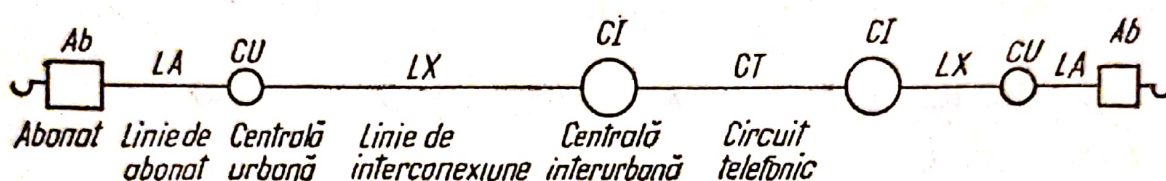


Fig. 1.3. Rețea interurbană.

Se numește *rețea de telecomunicații* ansamblul format din centrala telefonică, liniile de legătură și aparatele abonaților. Rețeaua poate fi:

- *locală* (fig. 1.2) când deserveste o zonă limitată (un obiectiv industrial, un oraș etc.);
- *interurbană* (fig. 1.3) când reunește mai multe rețele locale distante.

Ansamblul rețelilor interurbane dintr-o țară formează *rețeaua interurbană națională*.

Rețeaua interurbană poate fi:

- *radială* (fig. 1.4) în care fiecare centrală interurbană este legată prin circuite directe cu toate celelalte;

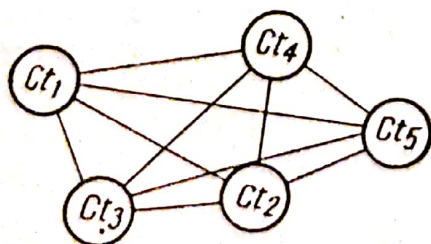


Fig. 1.4. Rețea radială.

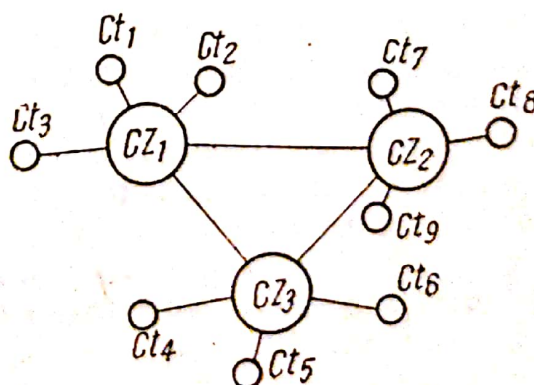


Fig. 1.5. Rețea nodală.



— *nodală* (fig. 1.5) în care centralele mai mici converg către câteva centrale principale (centre de zonă) care sînt legate între ele prin circuite directe. Se obține astfel o economie de circuite dar cînd circuitele dintre două centre de zonă sînt complet ocupate, nici centralele lor secundare nu pot vorbi între ele. Există însă posibilitatea convorbirilor pe rute ocolitoare (în tranzit) printr-un al treilea centru de zonă.

Circuitele telefonice de calitate ridicată pot servi ca bază (suport de transmisie) pentru căi de telegrafie armonică, fototelegrafie, transmisii de date etc.

### C. PROBLEME DE BAZĂ ALE TELECOMUNICAȚIILOR

Rețeaua de telecomunicații trebuie să asigure:

- un număr suficient de circuite între orașele țării și cu străinătatea, tinzînd către automatizarea interurbană și internațională;
- rază de acțiune practic nelimitată, chiar între continente;
- calitate superioară a transmisiei, cu intensitate sonoră îndestulătoare și fidelitate bună;
- siguranță, rapiditate și continuitate în serviciu;
- eficacitate tehnico-economică, adică realizarea și întreținerea circuitelor cu cheltuieli minime de materiale și manoperă.

În prezent, se realizează economic circuite interurbane de calitate înaltă prin:

- reducerea atenuării (pierderilor) cablurilor de joasă frecvență prin mărirea artificială a inductanțelor (pupinizarea);
- compensarea atenuării liniei prin amplificatoare terminale sau intermediare (repetoare);
- sisteme de curenți purtători ce asigură mai multe căi concomitent pe aceeași linie fizică;
- mijloace moderne de transmisie (radiorelee, cabluri coaxiale și suboceanice) pentru sisteme cu număr foarte mare de căi. Datorită atenuării mari la frecvențele foarte înalte utilizate, cablurile arătate necesită repetoare la distanțe mici, telealimentate și telesupravegheate, capabile să reziste timp îndelungat în condițiile particulare ale mediului respectiv (fig. 1.6). Cablul submarin poate avea câteva sute de repetoare, amplasate sub învelișul ermetic al cablului, la distanțe de 30—50 km între ele.

Cablurile coaxiale (cu diametru mic 1,2/4,4 mm și cu diametrul normal 2,6/9,5 mm) au avantaje față de cablurile simetrice:



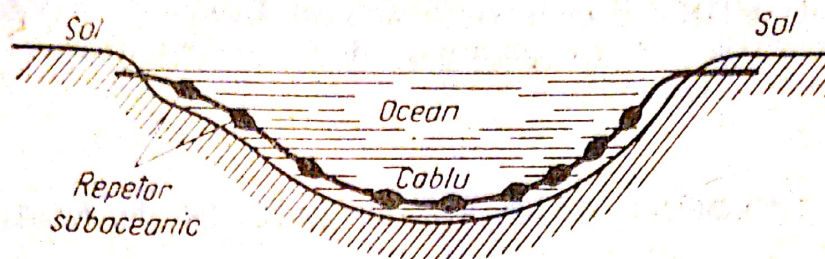


Fig. 1.6. Cablu suboceanic.

— atenuare mai mică, cu creștere mai lentă și mai regulată cu frecvența;

— atenuare de diafonie mult mai mare.

În schimb, costul cablurilor coaxiale este mai ridicat, deci convin numai sistemelor cu foarte multe căi: 300—2700 căi pe cabluri cu diametrul mic (0,06—12,7 MHz) și 900—10 800 căi pe diametrul normal (0,3—60 MHz).

S-au realizat cu succes fascicule de 60—240 circuite telefonice intercontinentale prin sateliți artificiali de comunicații (Intelstar, Molnia etc.). Semnalele emise de stația terestră  $P_1$  (fig. 1.7) sînt recepționate și amplificate (satelit de telecomunicații activ) sau numai reflectate (satelit pasiv) și retransmise stației terestre de recepție  $P_2$ . Problemele importante sînt menținerea corectă spre satelit a antenelor directive din stațiile terestre și asigurarea calității convorbirilor, cu toată durata de propagare destul de mare a semnalului pămînt-satelit-pămînt.

Pentru realizarea mai ușoară a echipamentului din satelit, condițiile tehnice dificile se repartizează cît mai mult stațiilor terestre. Acestea au emițătoare puternice (cîțiva kilowați), antene directive cu diametre mari (pînă la 30 m) și receptoare deosebit de sensibile, răcite cu heliu lichid pentru reducerea zgomotului propriu.

S-a dovedit avantajoasă funcționarea geostaționară a satelitului, așa ca stațiile terestre să-l urmărească mereu sub același unghi, deci orientarea antenei să fie ușor de corectat.

Puterea emisă de satelit este de circa 10 W. Receptorul său are un raport semnal/zgomot foarte bun, dar este de construcție obișnuită. Electroalimentarea se asigură prin celule solare.

Sateliții realizați pînă în prezent recepționează semnale de la stația de sol

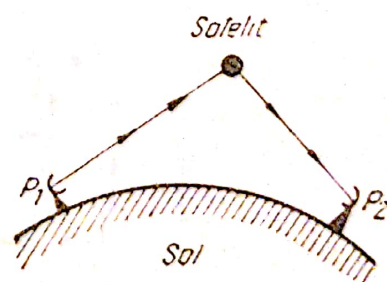


Fig. 1.7. Legătură de telecomunicații prin satelit artificial.



în banda de 6 GHz și emit către acestea banda de 4 GHz. Între recepție și emisie satelitul cuprinde deci un schimbător de frecvență numit transponder.

#### D. SIMBOLURI GRAFICE UTILIZATE ÎN MANUAL

S-au folosit în general simbolurile grafice (tabela 1.1) din STAS 1590—50 („Electrotehnica — Semne convenționale fundamentale”) și 2005—70 („Telecomunicații — Semne convenționale comune”) precum și cele recomandate de CCITT. S-a utilizat și terminologia din STAS 8603—70 („Telecomunicații — Mărimi uzuale”) și din recomandările CCITT.



## CAPITOLUL 2

## DIPOLI

## A. GENERALITĂȚI

**Dipolii** sînt rețele electrice care prezintă două borne de acces. Se numesc și „*uniporturi*” avînd o singură poartă (pereche de borne) (fig. 2.1). Dipolii *activi* conțin în schema lor surse de energie electrică. Ceilalți dipoli sînt *pasivi*.

Cei mai simpli dipoli sînt elementele ideale de circuit: rezistența, inductanța și condensatorul (fig. 2.2). Impedanțele lor proprii sînt (fig. 2.3):

- pentru rezistența pură  $Z_r = R$ ;
- impedanța inductanței ideale  $L$  se numește reactanță inductivă și crește cu frecvența  $Z_L = jX_L = j\omega L$ , în care  $\omega = 2\pi f$  este frecvența unghiulară (pulsăția);

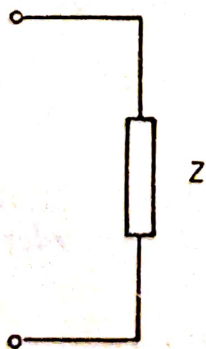


Fig. 2.1. Schema generală a unui dipol.

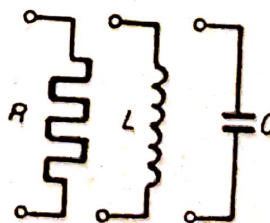


Fig. 2.2. Dipoli elementari: rezistența  $R$ , inductanța  $L$ , condensatorul  $C$ .



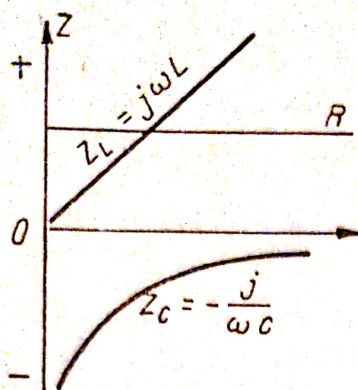


Fig. 2.3. Dependenta de frecvență a impedențelor dipolilor elementari ideali.

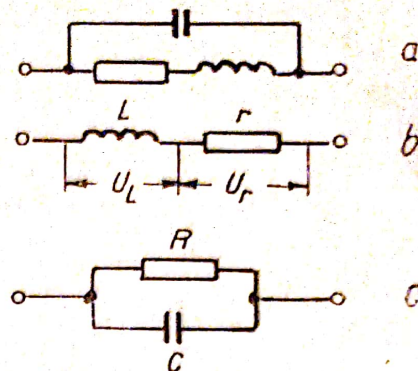


Fig. 2.4. Schemele echivalente ale elementelor reale de circuit:  
a — rezistență; b — inductanță; c — condensator.

— impedanța condensatorului ideal se numește reactanță capacitivă și scade cu frecvența  $Z_c = \frac{-j}{\omega C} = -\frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{2\pi fC}$ .

În practică, elementele reale de circuite sînt mai complicate. Rezistența are (fig. 2.4, a) inductanță și capacitate parazită. Inductanța are o rezistență serie de pierderi  $r$  (fig. 2.4, b), cauzată de rezistența înfășurărilor și de pierderile în miezul magnetic:

$$Z_1 = r + j\omega L. \quad (2.1)$$

Factorul de calitate al inductanței reale este:

$$Q_L = \frac{U_L}{U_r} = \frac{\omega L}{r}. \quad (2.2)$$

Cu cît rezistența de pierderi este mai mică, factorul de calitate  $Q$  este mai mare. Practic  $Q = 200 \dots 700$ .

Condensatorul real are pierderi în dielectric, reprezentate printr-o rezistență derivație  $R$  (fig. 2.4, c).

Factorul de calitate al condensatorului real este:

$$Q_c = \omega CR. \quad (2.3)$$

La condensatorul ideal,  $R = \infty$  și  $Q_c = \infty$ . Practic,  $Q_c$  este 200—2 000. Inversul lui  $Q_c$  se numește *factorul de pierderi al condensatorului* și se dă procentual:

$$\alpha_c = \operatorname{tg} \delta_c = \frac{1}{Q_c} = \frac{1}{\omega CR} = \frac{100}{\omega CR} (\%), \quad (2.4)$$

$\delta_c$  fiind unghiul de pierderi.



## B. CIRCUITUL REZONANT SERIE

Circuitul rezonant serie ideal (fără pierderi) este format din inductanța  $L$  și condensatorul  $C$  (fig. 2.5). Impedanța sa este:

$$Z_s = j\omega L - \frac{j}{\omega C} = j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right). \quad (2.5)$$

Impedanța în funcție de frecvență are mai întâi caracter capacitiv, trece apoi prin zero și devine inductivă. Frecvența la care impedanța devine zero se numește *frecvență de rezonanță*:

$$f_{0 \text{ serie}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{6,28\sqrt{LC}}. \quad (2.6)$$

Aplicînd din exterior o tensiune alternativă de frecvență  $f_0$ , curentul obținut va avea valoare maximă. Cu inductanță și capacitate ideale, curentul la rezonanță ar fi infinit, practic însă rezistențele de pierderi ale elementelor reale îl limitează la o valoare finită.

În schema circuitului serie real (fig. 2.6) se neglijează de obicei rezistența de pierderi  $R$  a condensatorului real, efectul său fiind mic față de al rezistenței  $r$  a inductanței (fig. 2.7).

Curentul prin circuit este:

$$I = \frac{E}{Z_s} = \frac{E}{r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)};$$

$$|I| = \frac{E}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (2.7)$$

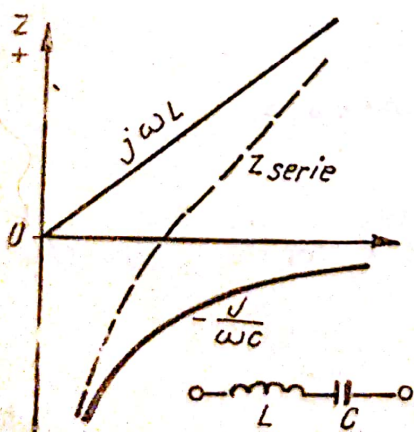


Fig. 2.5. Circuitul rezonant serie ideal.

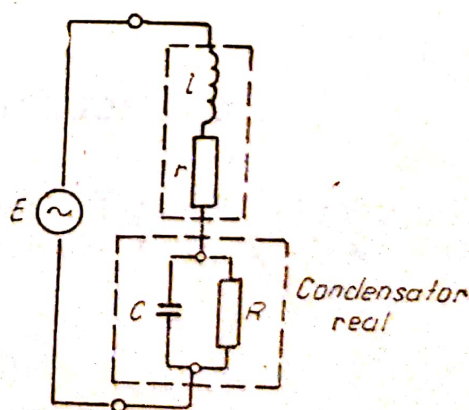


Fig. 2.6. Circuitul rezonant serie real (cu pierderi).



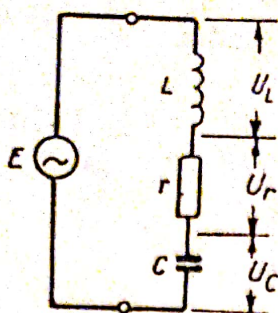


Fig. 2.7. Schema simplificată a circuitului rezonant serie real.

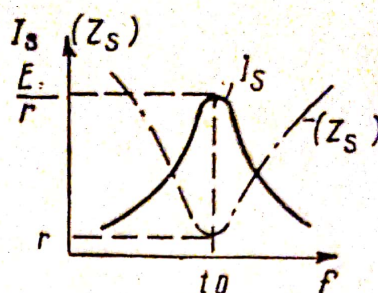


Fig. 2.8. Variația curentului și impedanței circuitului serie real.

La rezonanță, impedanța  $Z_s$  este minimă, iar curentul prin circuit este maxim (fig. 2.8) :

$$Z_0 = r; \quad I_{rez} = \frac{E}{R}. \quad (2.8)$$

iar la bornele inductanței, respectiv ale condensatorului apar tensiunile  $U_L$  și  $U_C$  mai mari decât tensiunea  $E$  a generatorului :

$$U_L = X_L \cdot I_{rez} = \omega_0 L \cdot \frac{E}{r} = \frac{\omega_0 L}{r} \cdot E = Q \cdot E;$$

$$U_C = X_c \cdot I_{rez} = -\frac{1}{\omega C} \cdot \frac{E}{r} = -\frac{\omega_0 L}{r} \cdot E = -Q \cdot E. \quad (2.9)$$

Mărimea  $Q = \frac{\omega_0 L}{r}$  este factorul de calitate al inductanței reale și arată de câte ori este mai mare tensiunea  $U_L$  la bornele inductanței față de tensiunea  $E$  a generatorului exterior. Cu cât  $Q$  este mai mare, tensiunile  $U_L$  și  $U_C$  cresc.

### C. CIRCUITUL REZONANT PARALEL

Impedanța circuitului format prin legarea în paralel a inductanței ideale  $L$  și a condensatorului ideal  $C$  (curba punctată din fig. 2.9) este :

$$Z_p = \frac{j\omega L \left( -\frac{1}{\omega C} \right)}{j\omega L - \frac{j}{\omega C}} = \frac{j\omega L}{1 - \omega^2 LC}. \quad (2.10)$$



Impedanța în funcție de frecvență are caracter inductiv și crește de la zero la infinit, trece apoi la minus infinit, devine capacitivă și tinde spre zero la frecvențe mari.

La frecvența de rezonanță  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  numitorul expresiei (2.10) se anulează și impedanța devine teoretic infinită.

La circuitul rezonant paralel real (cu pierderi, fig. 2.10) se poate neglija de asemenea rezistența de pierderi a condensatorului. La frecvența de rezonanță  $f_{0\text{ par}}$  impedanța circuitului este maximă și pur rezistivă. Curentul absorbit este minim (fig. 2.11):

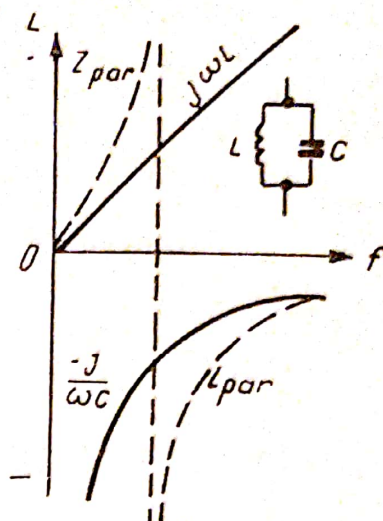


Fig. 2.9. Circuitul rezonant paralel ideal.

$$f_{0\text{ par}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{L^2}}; \quad Z_{\text{rez}} = \frac{L}{C \cdot r} \quad (2.11)$$

Știind că  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  este frecvența de rezonanță  $f_{0\text{ serie}}$  a circuitului rezonant serie format din aceleași elemente  $L$  și  $C$ , iar factorul de calitate al inductanței la această frecvență  $Q_{\text{rez}} = \frac{\omega_{0\text{ serie}} L}{r}$ , se arată că:

$$f_{0\text{ par}} = f_{0\text{ serie}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q_{\text{rez}}^2}} \quad (2.12)$$

Pentru  $Q_{\text{rez}} > 10$ , cele două frecvențe de rezonanță sînt practic egale:

$$f_{0\text{ par}} \simeq f_{0\text{ serie}} \quad (2.13)$$

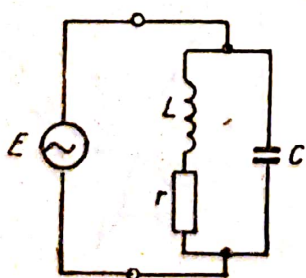


Fig. 2.10. Circuitul rezonant paralel real (cu pierderi).

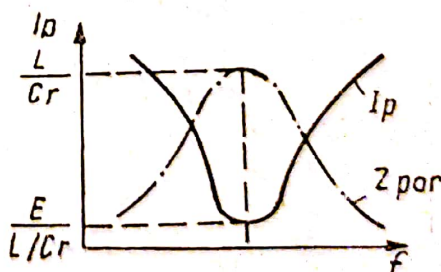


Fig. 2.11. Variația curentului și impedanței la circuitul rezonant paralel cu pierderi.



Rezonanța paralel se numește și rezonanța de curent, deoarece curenții  $I_L$  și  $I_C$  prin inductanță, respectiv condensator sînt defazați cu  $180^\circ$  între ei și de  $Q$  ori mai mari decît curentul total absorbit de circuit :

$$\frac{I_c}{I_{total}} = \frac{U / \frac{1}{\omega C}}{U / \frac{L}{C \cdot r}} = \frac{\omega L}{r} = Q. \quad (2.14)$$

#### D. SELECTIVITATE ȘI BANDĂ DE TRECERE

În figurile 2.8 și 2.10 se arată o variație pronunțată în funcție de frecvență a curentului absorbit de la generatorul  $E$  de către circuitul rezonant serie, respectiv paralel.

Cu cît pierderile de circuit sînt mai mici (factorul de calitate  $Q$  mai mare) cu atît variația curentului este mai bruscă (fig. 2.12 și 2.13).

Proprietatea circuitelor oscilante de a se comporta diferit pentru excitații cu frecvențe diferite se numește *selectivitate*. Cu cît factorul de calitate este mai ridicat, cu atît selectivitatea este mai mare.

Selectivitatea se exprimă prin *banda de trecere*  $B$ , numită și *lărgime de bandă*, adică prin intervalul de frecvențe  $\Delta f$  în limitele căruia curentul total nu diferă (fig. 2.14) cu mai mult de  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  față de valoarea sa maximă (la circuitul serie) respectiv minimă (la circuitul paralel). Banda de trecere este direct proporțională cu frecvența de rezonanță

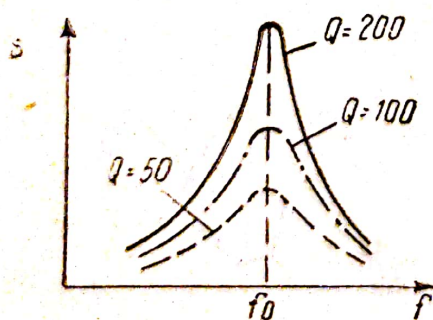


Fig. 2.12. Selectivitatea circuitului rezonant serie.

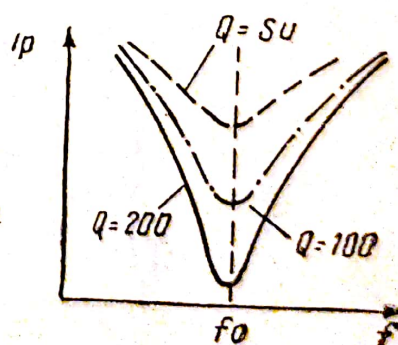


Fig. 2.13. Selectivitatea circuitului rezonant paralel.



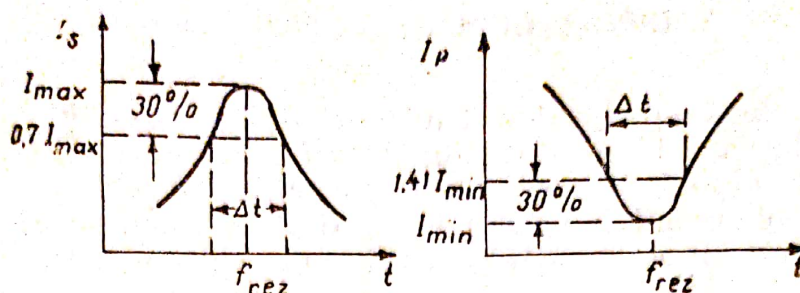


Fig. 2.14. Definirea benzii de trecere la circuitul rezonant serie (a) și paralel (b).

$f_0$  a circuitului și invers proporțională cu coeficientul său de calitate  $Q$ :

$$B = \frac{f_0}{Q} . \quad (2.15)$$

De exemplu, un circuit cu  $f_0 = 1\,000\text{ kHz}$  și  $Q = 100$  are bandă de trecere  $B = 10\text{ kHz}$ .

Datorită comportării lor selective față de diferite frecvențe, circuitele rezonante serie și paralel sînt mult folosite în filtre electrice, egalizoare, amplificatoare selective, oscilatoare etc.

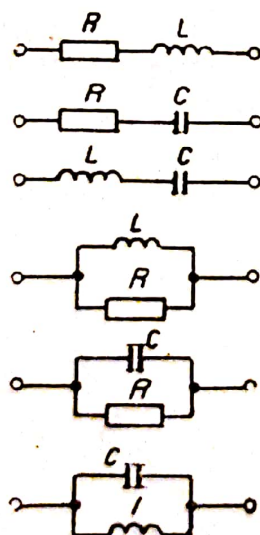


Fig. 2.15. Dipoli din două elemente RLC.

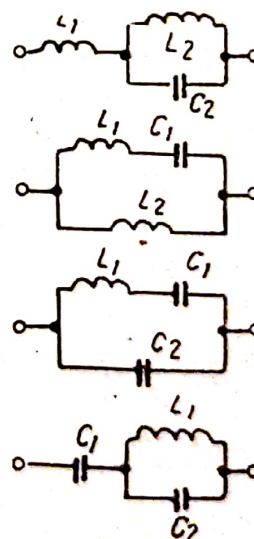


Fig. 2.16. Dipoli din trei elemente RLC.



## E. DIPOLI COMPUȘI. DIPOLI INVERȘI

Din combinarea dipolilor elementari  $R$ ,  $L$ ,  $C$  se obțin *dipoli compuși*. În figura 2.15 se arată dipolii  $RLC$  cu două elemente, iar în figura 2.16 dipolii formați din trei elemente reactive.

Doi dipoli având impedanțele  $Z_1$  și  $Z_2$  se numesc *dipoli inverși* dacă produsul lor este o mărime constantă, nedepinzând de frecvență :

$$Z_1 Z_2 = R^2 = \text{const.} \quad (2.16)$$

De exemplu, dipolul inductanță este inversul dipolului condensator, deoarece :

$$j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C} = \text{const.}$$

### REZUMAT

- Dipolii elementari sînt elementele de circuit  $RLC$ .
- Dipolii serie și paralel prezintă rezonanță : la rezonanță serie impedanța este minimă, la cea paralel impedanța este maximă.



## CAPITOLUL 3

### CUADRIPOLI

#### A. GENERALITĂȚI

**Cuadripolul** (fig. 3.1) este o rețea electrică cu patru borne de acces; la două borne se conectează o sursă de energie electrică (generator), iar la celelalte două o sarcină (receptor). Se numesc și „*diporți*” avînd două porți de acces (perechi de borne).

*Cuadripolii activi* (fig. 3.2) conțin în schema lor surse de energie electrică sau elemente amplificatoare (tuburi electronice sau tranzistoare). Ceilalți cuadripoli sînt *cuadripoli pasivi* (atenuatoare, filtre etc.).

Cuadripolii pasivi sînt reversibili (energia poate trece în ambele sensuri). Cuadripolii activi sînt unidirecționali (amplifică într-un singur sens, de exemplu din circuitul bazei în cel de colector).

Se folosesc cuadripoli în formă de  $T$ ,  $\pi$  (fig. 3.3),  $T$  podit,  $\Gamma$  (gama),  $X$  și în punte (fig. 3.4). Cuadripolii sînt *simetrici*, cînd se oglindesc

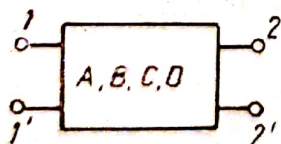


Fig. 3.1. Schema generală a cuadripolului.

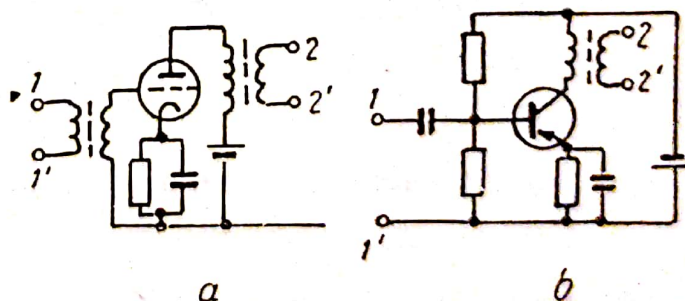


Fig. 3.2. Cuadripoli activi:  
a - cu tub electronic; b - cu tranzistor.



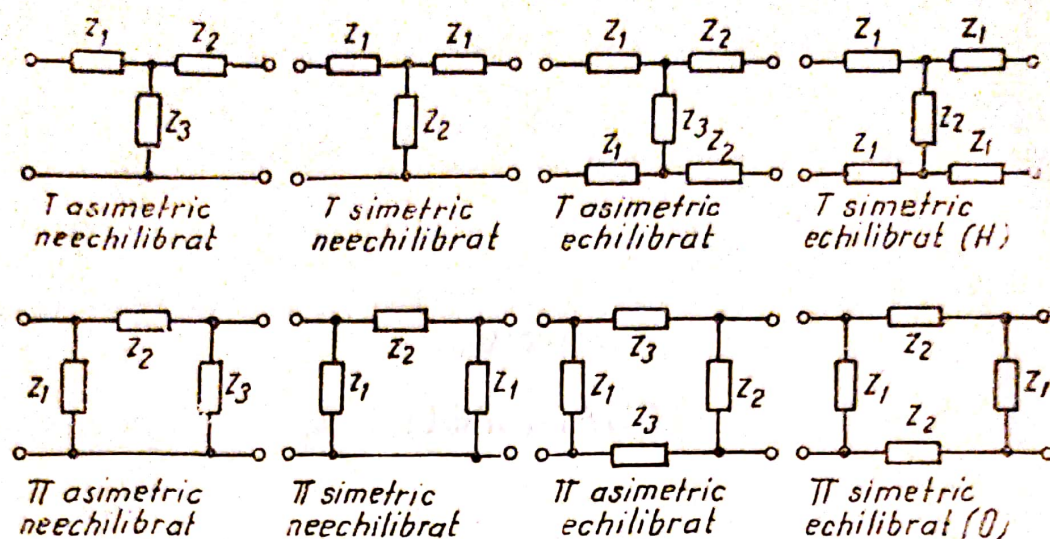


Fig. 3.3. Cuadripoli cu schemă în T și  $\pi$ .

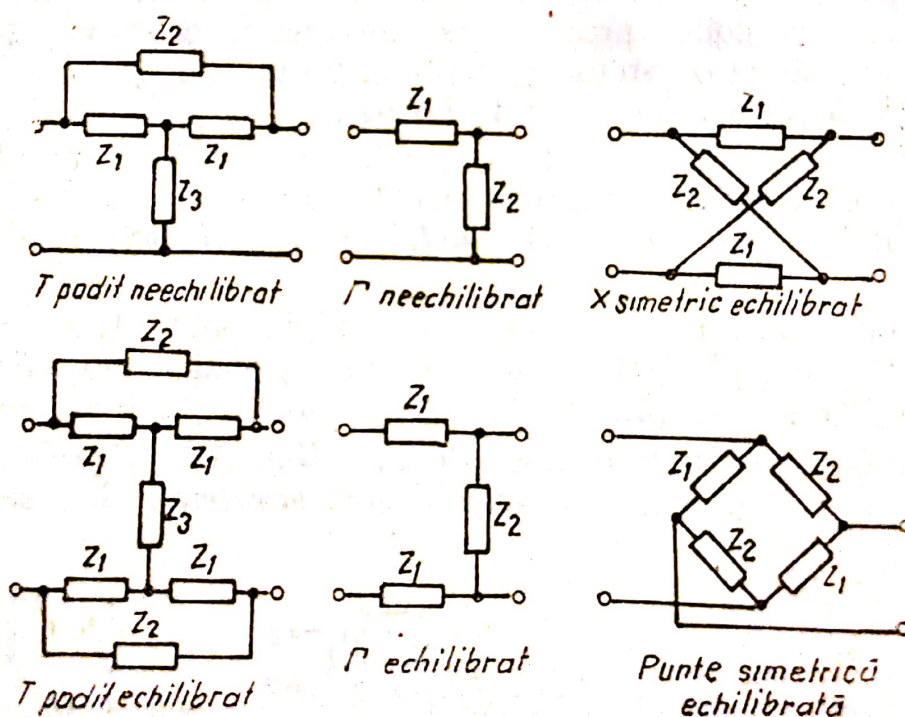


Fig. 3.4. Cuadripoli cu schemă în T podit,  $\gamma$ , X și în punte.

(prezintă simetrie) față de o mediană verticală, sau *asimetriți*; sînt *echilibrați* (au simetrie față de mediana lor orizontală) sau *neechilibrați*.



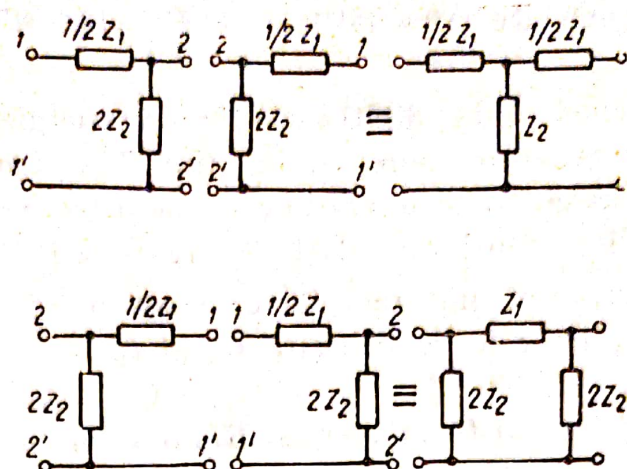


Fig. 3.5. Obținerea celulelor  $T$  și  $\pi$  din semicelule  $\gamma$ .

Reunind două celule  $\Gamma$  la bornele  $22'$  se obține o celulă  $T$ , iar reunirea bornelor  $11'$  produce o celulă  $\pi$  (fig. 3.5). Deci schema  $\Gamma$  este numită „semicelulă elementară”.

## B. ECHIVALENȚA CUADRIPOLILOR

Se poate înlocui un cuadripol cu alt cuadripol echivalent fără a se schimba proprietățile de transmisie între bornele de intrare și de ieșire. De exemplu, în figura 3.6 se arată condițiile de echivalență între o celulă  $T$  și o celulă  $\pi$  și invers. Există relații de echivalență și între celelalte celule.

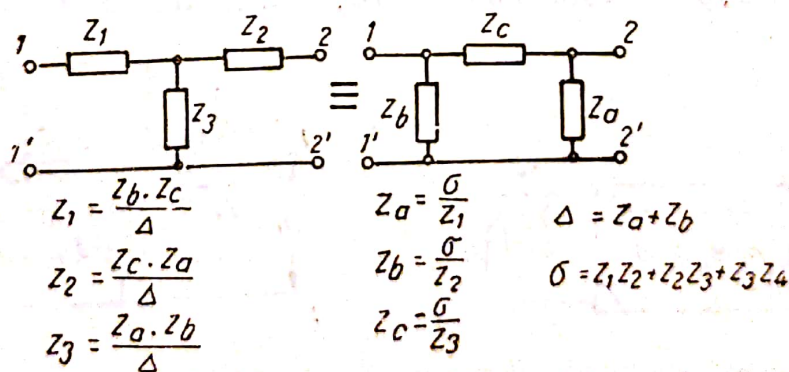


Fig. 3.6. Trecerea de la celula  $T$  la celula  $\pi$  și invers.



### C. ECUAȚIILE DE TRANSMISIE ALE CUADRIPOULUI

Acestea exprimă legea de transmitere a energiei electrice prin cuadripol, de la generator spre sarcină (fig. 3.7). Cunosând valorile complexe ale tensiunilor și curenților de la intrare și ieșire, se pot deduce mai multe tipuri de relații de legătură între ele.

Ușor de interpretat sînt relațiile ce leagă direct mărimile de la intrare  $U_1$  și  $I_1$  de cele de la ieșire  $U_2$  și  $I_2$ :

$$\begin{aligned} U_1 &= AU_2 + BI_2; \\ I_1 &= CU_2 + DI_2. \end{aligned} \quad (3.1)$$

În funcție de natura elementelor ce compun cuadripolul, coeficienții  $A$  și  $D$  sînt numere (reale sau complexe) fără dimensiuni,  $B$  are dimensiunea unei impedanțe și  $C$  a unei admitanțe.

Analizînd, de exemplu, cuadripolul în  $T$  (fig. 3.8) rezultă valorile coeficienților săi:

$$A = 1 + \frac{Z_a}{Z_b}; \quad B = Z_a + Z_c + \frac{Z_a Z_c}{Z_b}; \quad C = \frac{1}{Z_b}; \quad D = 1 + \frac{Z_c}{Z_b} \quad (3.2)$$

Între coeficienții oricărui cuadripol pasiv există relația:

$$AD + BC = 1. \quad (3.3)$$

Dacă cuadripolul este simetric ( $Z_a = Z_c$ ), atunci  $A = D$ .

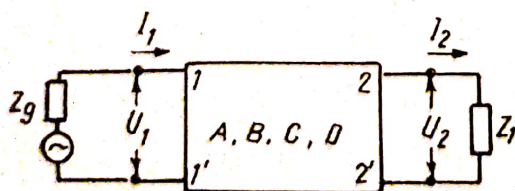


Fig. 3.7. Conectarea cuadripolului între generator și sarcină.

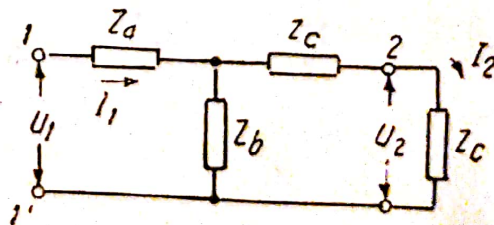


Fig. 3.8. Analiza cuadripolului în  $T$ .



## D. IMPEDANȚELE DE INTRARE ALE CUADRIPOULUI. IMPEDANȚELE IMAGINE. IMPEDANȚA CARACTERISTICĂ

Impedanța de intrare a cuadripolului se măsoară la bornele la care este conectată (sau poate fi conectată) sursa de energie electrică. După bornele considerate există deci două impedanțe de intrare:

$$Z_{in1} = \frac{U_1}{I_1}; \quad Z_{in2} = \frac{U_2}{I_2}. \quad (3.4)$$

Mărimea impedanței de intrare depinde de coeficienții  $A$ ,  $B$ ,  $C$  și  $D$  ai cuadripolului și de rezistența de sarcină conectată la bornele opuse. Impedanțele de intrare  $Z_{in1}$  și  $Z_{in2}$  sînt egale între ele numai la un cuadripol simetric și terminat pe impedanțe exterioare egale.

Se pot găsi la orice cuadripol o pereche de valori particulare  $Z_{i1}$  și  $Z_{i2}$  ale impedanțelor de intrare (fig. 3.9) așa încît:

— conectînd impedanța  $Z_{i2}$  ca sarcină la bornele  $22'$  să se măsoare la bornele  $11'$  o impedanță de intrare  $Z_{i1}$ .

— cunoscînd impedanța  $Z_{i1}$  ca sarcină la bornele  $11'$  să se măsoare la bornele  $22'$  o impedanță de intrare  $Z_{i2}$ .

Impedanțele  $Z_{i1}$  și  $Z_{i2}$  se numesc *impedanțe imagine*, deoarece cînd ambele extremități ale cuadripolului sînt terminate în modul arătat (fig. 3.10) la fiecare pereche de borne apare o egalitate (oglin-dire) între impedanța de intrare respectivă și impedanța exterioară conectată (a generatorului, respectiv a sarcinii).

Impedanțele imagine depind de coeficienții cuadripolului:

$$Z_{i1} = \frac{AB}{CD}; \quad Z_{i2} = \frac{BD}{AC}. \quad (3.5)$$

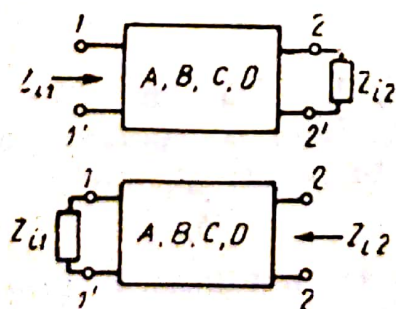


Fig. 3.9. Definirea impedanțelor imagine ale cuadripolului.

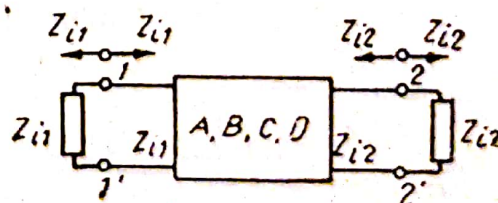


Fig. 3.10. Cuadripol terminat la ambele extremități pe impedanțele sale imagine.



Impedanța caracteristică este media geometrică a impedanțelor imagine:

$$Z_c = Z_{i1} \cdot Z_{i2} = \sqrt{\frac{B}{C}}. \quad (3.6)$$

La cuadripolul simetric, impedanța caracteristică și impedanțele imagine sînt egale:

$$Z_c = Z_{i1} = Z_{i2}. \quad (3.7)$$

În acest caz impedanța caracteristică este acea impedanță care conectată ca sarcină la bornele 22' se măsoară ca impedanță de intrare la bornele 11' și invers.

## E. CONSTANTA DE PROPAGARE A CUADRIPOULUI

Relația de legătură între puterile de la intrarea și ieșirea cuadripolului poate fi scrisă ca:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} = e^{2g}, \quad (3.8)$$

în care  $g$  este constanta de propagare a cuadripolului și arată modificările suferite de energia electrică la trecerea prin acesta. Impedanța  $Z_g$  a generatorului și  $Z_r$  a sarcinii se iau egale cu impedanțele imagine de la bornele respective (fig. 3.11):

$$Z_g = Z_{i1}; \quad Z_r = Z_{i2}. \quad (3.9)$$

Din relația (3.8) reiese constanta de propagare:

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2}, \quad (3.10)$$

numită și constantă de propagare pe imagini, datorită condițiilor din relația (3.9). Fiind o mărime complexă,  $g$  poate fi scrisă:

$$g = a + jb, \quad (3.11)$$

în care  $a$  este atenuarea proprie (pe imagini) a cuadripolului, iar  $b$  este constanta de fază proprie (pe imagini).

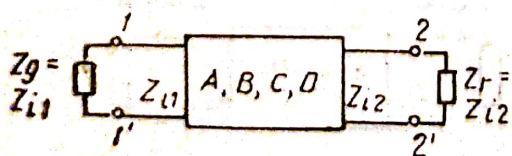


Fig. 3.11. Definirea constantei de propagare pe imagini a cuadripolului.



Exprimând tensiunile și curenții prin modulele și unghiurile lor de fază adică:

$$U_1 = U_1 \cdot e^{j\psi_1}; U_2 = U_2 \cdot e^{j\psi_2}; I_1 = I_1 \cdot e^{j\varphi_1}; I_2 = I_2 \cdot e^{j\varphi_2} \quad (3.12)$$

expresiile constantelor de atenuare și fază vor fi:

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2};$$

$$b = \frac{(\psi_1 + \varphi_1) - (\psi_2 + \varphi_2)}{2}. \quad (3.13)$$

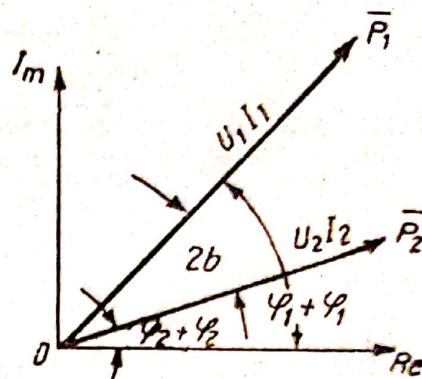


Fig. 3.12. Reprezentarea puterilor la intrarea și ieșirea cuadripolului.

Atenuarea se măsoară în neperi (Np) sau în decibeli (dB):

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} [\text{Np}] = 10 \log_{10} \frac{U_1 I_1}{U_2 I_2} [\text{dB}]. \quad (3.14)$$

Între neperi și decibeli există relațiile:

$$1 \text{ Np} = 6,86 \text{ dB}; 1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np}. \quad (3.15)$$

Figura 3.12 arată modulul și unghiul puterilor  $P_1$  și  $P_2$  de la intrarea și ieșirea cuadripolului. Atenuarea exprimă micșorarea puterii ( $P_2 < P_1$ ) iar constanta de fază arată schimbarea fazei adică rotirea vectorului puterii datorită trecerii prin cuadripol.

Constanta de propagare se poate exprima în funcție de tensiuni sau curenți și de impedanțele imagine. Dacă cuadripolul lucrează adaptat, adică  $Z_g = Z_{i1}$  și  $Z_r = Z_{i2}$  rezultă:

$$g = \ln \frac{U_1}{U_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{i2}}{Z_{i1}} = \ln \frac{I_1}{I_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_{i1}}{Z_{i2}}. \quad (3.16)$$

În cazul cuadripolului simetric  $Z_{i2} = Z_{i1}$  deci:

$$g = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2}. \quad (3.17)$$

## F. DETERMINAREA IMPEDANTELOR IMAGINE ȘI A CONSTANTEI DE PROPAGARE PRIN METODA SCURT ȘI GOL

Impedanța de intrare măsurată (fig. 3.13) la bornele 11' (respectiv la bornele 22') când bornele 22' (respectiv bornele 11') sînt scurtcircuitate ( $Z_r = 0$ ) se numește *impedanță de scurtcircuit*  $Z_{10}$  (respectiv  $Z_{20}$ ).



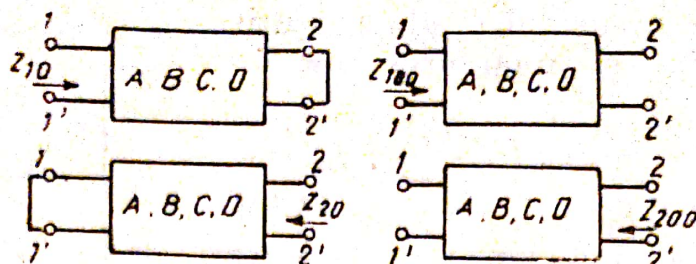


Fig. 3.13. Determinarea impedanțelor de scurt și gol.

Impedanța de intrare măsurată la bornele 11' (respectiv 22') când bornele 22' (respectiv 11') sînt izolate ( $Z_{\infty} = \infty$ ) se numește *impedanța de mers în gol*  $Z_{1\infty}$  (respectiv  $Z_{2\infty}$ ).

Se arată că *impedanțele imagine*  $Z_{i1}$  și  $Z_{i2}$  sînt mediile geometrice ale impedanțelor de scurtcircuit și de mers în gol, măsurate la bornele respective :

$$Z_{i1} = \sqrt{Z_{10} \cdot Z_{1\infty}}; Z_{i2} = \sqrt{Z_{20} \cdot Z_{2\infty}}. \quad (3.18)$$

În cazul cuadripolului simetric,  $Z_{10} = Z_{20} = Z_0$  (valoarea lor comună) și  $Z_{1\infty} = Z_{2\infty} = Z_{\infty}$ , iar impedanța caracteristică devine :

$$Z_c = Z_{i1} = Z_{i2} = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{\infty}}. \quad (3.19)$$

Toate impedanțele de mai sus sînt mărimi vectoriale (cu modul și fază), deci modulul impedanței caracteristice este media geometrică a modulelor impedanțelor de scurtcircuit și de mers în gol, iar unghiul său de fază este semisuma unghiurilor impedanțelor de scurtcircuit și de mers în gol :

$$|Z_c| = \sqrt{Z_0 \cdot Z_{\infty}}; \varphi_c = \frac{\varphi_0 + \varphi_{\infty}}{2}. \quad (3.20)$$

Și constanta de propagare  $g$  rezultă din impedanțele de scurtcircuit și de mers în gol, prin tangenta sa hiperbolică :

$$\text{th } g = \sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{1\infty}}} = \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{2\infty}}}. \quad (3.21)$$

De aici reiese constanta de atenuare (componenta reală a lui  $g$ ) și constanta de fază (componenta imaginară) :

$$\text{th } 2a = \frac{2T \cos \psi_T}{1 + T^2}; \text{tg } 2b = \frac{2T \sin \psi_T}{1 - T^2}, \quad (3.22)$$

în care :

$$T = \sqrt{\frac{Z_{10}}{Z_{1\infty}}} = \sqrt{\frac{Z_{20}}{Z_{2\infty}}}; \psi_T = \frac{\psi_{10} - \psi_{1\infty}}{2} = \frac{\psi_{20} - \psi_{2\infty}}{2}$$

Practic, metoda de scurt și gol este singura care permite măsurarea impedanței caracteristice și a constantei de propagare proprii (pe imagini) la liniile aeriene și la cabluri.



## G. CUADRIPOLI COMPUȘI

Prin conectarea în diferite feluri (fig. 3.14) a mai multor cuadripoli se obține un *cuadripol compus*. Conectarea în cascadă (tandem) este des folosită și poate fi realizată în două feluri:

— se leagă bornele de ieșire ale primului cuadripol cu bornele de intrare ale celui următor (fig. 3.15) etc. rezultând o structură iterativă;

— la fiecare punct de reunire se leagă între ele aceleași borne, adică bornele 22' ale primului cuadripol cu bornele 22' ale cuadripolului următor. Bornele 11' ale acestuia se leagă cu bornele 11' ale cuadripolului succesiv etc. Această structură care inversează cuadripolii succesivi (fig. 3.16) se numește *structură terminată pe imagini*.

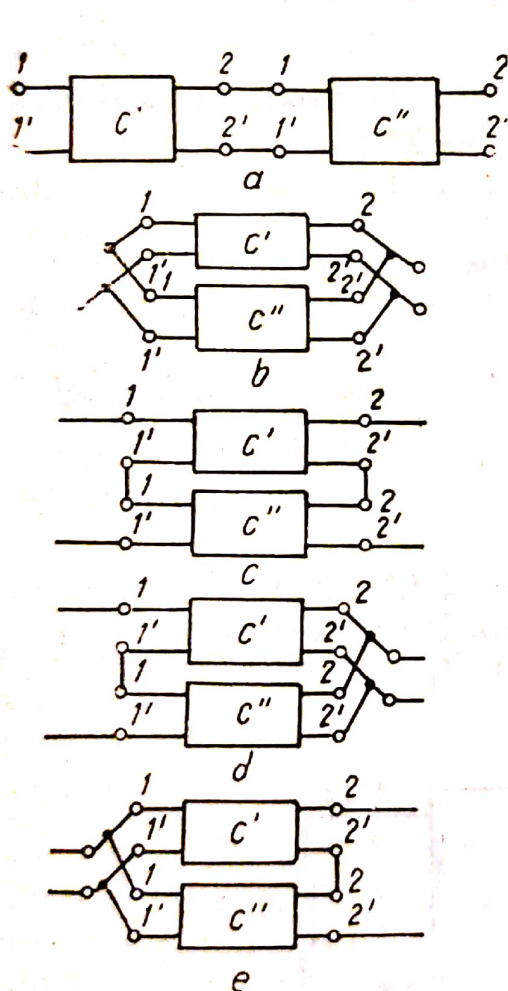


Fig. 3.14. Conectarea a doi cuadripoli:

a — în cascadă; b — în paralel; c — în serie; d — serie-paralel; e — paralel-serie.

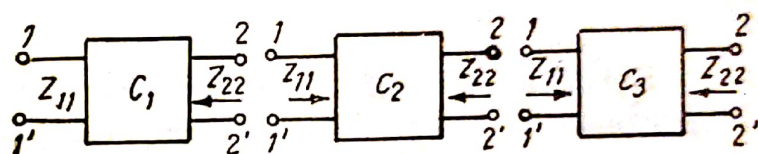


Fig. 3.15. Cuadripoli compuși cu structură iterativă.

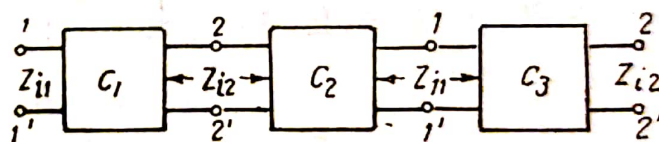


Fig. 3.16. Structură adaptată pe imagini.

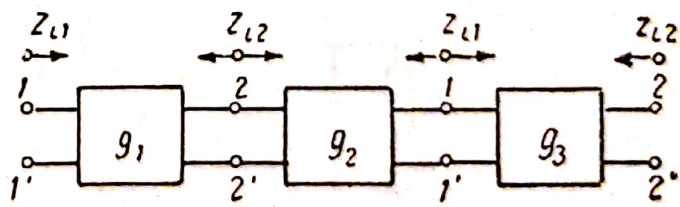


Fig. 3.17. Legarea cuadripolilor în cascadă respectând adaptarea impedanțelor succesive.



La fiecare extremitate, impedanțele sînt egale de o parte și alta, există deci adaptare de impedanțe și nu apar pierderi prin reflexii. Deci cea mai utilizată structură în telecomunicații este cea terminată pe imagini.

Constanta de propagare totală în acest caz va fi suma constantelor de propagare individuale (fig. 3.17):

$$g = \Sigma g_n = g_1 + g_2 + \dots + g_n$$

ca și constantele totale de atenuare și fază:

$$a = a_1 + a_2 + \dots + a_n; \quad b = b_1 + b_2 + \dots + b_n. \quad (3.23)$$

## H. ATENUAREA DE LUCRU ȘI DE INSERTIE

Definiția atenuării proprii (pe imagini) presupune cuadripolul terminat la extremități pe impedanțele imagine respective.

Practic această condiție nu este realizată decît parțial, la unele frecvențe impedanțele generatorului și sarcinii diferind de impedanțele imagine ale cuadripolului. Transferul de energie nu este maxim și apar reflexii. Variațiile de atenuare provocate de reflexii pot fi pozitive sau negative.

*Atenuarea de lucru (compusă)* definește atenuarea cuadripolului pe terminațiile reale din practică:

$$a_0 = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}, \quad (3.24)$$

în care  $P_1$  este puterea pe care o debitează (fig. 3.18, a) generatorul pe o impedanță de sarcină egală cu impedanța sa internă (puterea maximă debitată la adaptare perfectă), iar  $P_2$  este puterea transmisă

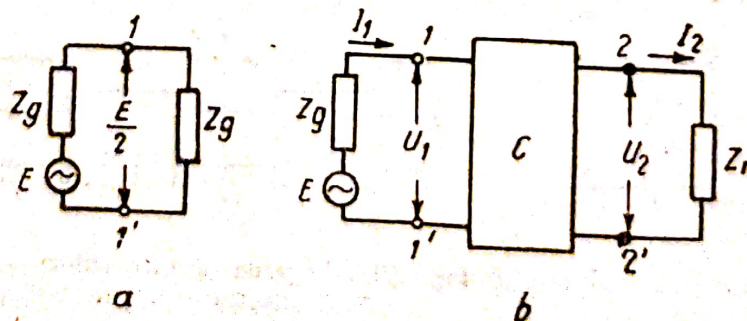


Fig. 3.18. Definiția atenuării de lucru a cuadripolului.



(fig. 3.18, b) sarcinii (ce are o valoare oarecare) prin intermediul cuadripolului:

$$P_1 = \frac{E^2}{4Z_g}; \quad P_2 = \frac{U_2^2}{Z_r}.$$

Din relația (3.24) rezultă:

$$a_c = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{E^2}{4Z_g}}{\frac{U_2^2}{Z_r}} = \ln \frac{\frac{E}{2}}{U_2} + \frac{1}{2} \ln \frac{Z_r}{Z_g}. \quad (3.25)$$

Această relație poate fi scrisă ca sumă a patru termeni:

$$a_c = a + a_g + a_r + a_{int}, \quad (3.26)$$

în care:

$a$  este atenuarea proprie a cuadripolului;

$a_g$  — atenuarea suplimentară datorită reflexiei între impedanța generatorului și impedanța imagine  $Z_{i1}$ ;

$a_r$  — atenuarea suplimentară datorită reflexiei între impedanța sarcinii  $Z_r$  și impedanța imagine  $Z_{i2}$ ;

$a_{int}$  — atenuarea suplimentară de interacțiune dintre cele două reflecții de la extremități.

Dacă  $Z_g = Z_{i1}$  și  $Z_r = Z_{i2}$  atenuarea de lucru devine egală cu atenuarea proprie pe imagini.

Se definește atenuarea de inserție  $a_i$  ca:

$$a_i = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} \text{ [Np]}, \quad (3.27)$$

în care  $P_1$  este puterea cedată (fig. 3.19, a) de generatorul de impedanță internă  $Z_g$  direct impedanței de sarcină  $Z_r$  (de valoare oare-

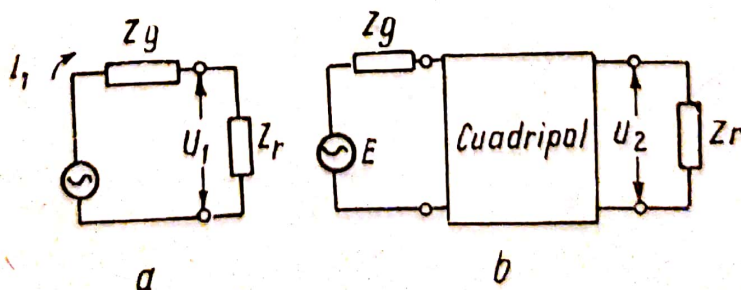


Fig. 3.19. Definirea atenuării de inserție.



care), iar  $P_2$  este puterea transmisă impedanței de sarcină  $Z_r$  (fig. 3.19, b) prin intermediul cuadripolului:

$$a_i = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \ln \frac{E}{U_2} + \ln \left| \frac{Z_r}{Z_g + Z_r} \right|. \quad (3.28)$$

Dacă  $Z_g$  este egal cu  $Z_r$ , atenuarea de inserție devine egală cu cea de lucru.

### REZUMAT

- Cuadripolul are două borne de intrare și două de ieșire. Se folosesc semicelulele  $\Gamma$  și celulele  $T$ ,  $\pi$ ,  $T$  podit,  $X$  și în punte.
- Proprietățile sale electrice depind de coeficienții săi  $A$ ,  $B$ ,  $C$ ,  $D$ . Impedanțele imagine sînt valori particulare ale impedanțelor de intrare.
- Atenuarea și defazajul definesc transmisia prin cuadripol. Atenuarea poate fi proprie (pe imagini), de lucru sau de inserție.





## CAPITOLUL 4

## UNITĂȚI DE TRANSMISIE

## A. GENERALITĂȚI

Circuitele de telecomunicații transmit puterile electrice corespunzătoare unor semnale obținute prin traductoare electroacustice (conversorii, muzică etc.) sau direct (telegrafie armonică, transmisii de date).

Dacă la emisie se aplică puterea  $P_1$  și se recepționează puterea  $P_2$ , constanta de transmisie a circuitului este :

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2}. \quad (4.1)$$

Exprimarea raportului puterilor se face prin intermediul funcției logaritmice și nu direct, deoarece :

— relația dintre senzația acustică subiectivă percepută de ureche și intensitatea obiectivă a sunetului (fig. 4.1) este logaritmică (legea Fechner-Weber) ;

— pe o linie omogenă de telecomunicații, puterea transmisă scade (se atenuează) după o lege exponențială. Ca urmare, logaritmul raportului puterii  $P_1$  de la începutul liniei către puterea  $P_2$  de la sfârșitul liniei este proporțional cu lungimea liniei ;

— deoarece numărul de suban-

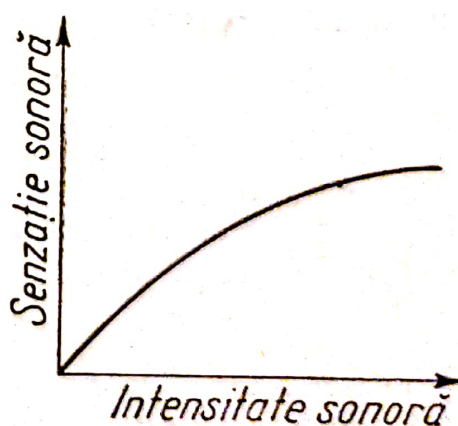


Fig. 4.1. Legea Fechner-Weber.



sambluri ce compun în cascadă circuitele de telecomunicații este mare, exprimarea logaritmică permite ca atenuarea totală să rezulte ca sumă a atenuărilor parțiale.

În practică, relația (4.1) poate utiliza logaritmi naturali (rezultatul reieșind în Np) sau logaritmi zecimali (rezultă în dB). În Np respectiv dB se exprimă între altele rapoartele de tensiune, curenți și puteri.

1 Neper (Np) corespunde unui raport de tensiuni sau curenți:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = 2,718 \text{ pentru care } \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} = 1. \quad (4.2)$$

Tot în neperi se exprimă jumătatea logaritmului natural al raportului dintre două puteri:

$$g = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} [\text{Np}] = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}]. \quad (4.3)$$

Coeficientul  $\frac{1}{2}$  servește doar pentru a menține definiția anterioară (4.2) a neperului ca raport de tensiuni și curenți:

$$\frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{U_1^2}{Z}}{\frac{U_2^2}{Z}} = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{U_1}{U_2} \right)^2 = \ln \frac{U_1}{U_2} = \ln \frac{I_1}{I_2} [\text{Np}]. \quad (4.4)$$

Un neper corespunde deci la un raport de puteri egal cu  $e^2 = 7,39$ . Decibelul (dB) corespunde unui raport de tensiuni sau curenți:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = 1,122 \text{ pentru care } 20 \log_{10} \frac{U_1}{U_2} = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2} = 1 \quad (4.5)$$

sau la un raport de puteri  $10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} = 1,26$ .

Urechea umană poate sesiza o variație minimă de intensitate sonoră de 0,5 dB (raport de puteri 1,12).

Neperul are ca submultipli: decineperul (dNp), centineperul (cNp) și milineperul (mNp). Decibelul nu are submultipli ci reprezintă a zecea parte dintr-un Bel, unitate prea mare pentru practică.

Între neper și decibel există relația:

$$1 \text{ Np} = 8,68 \text{ dB}; 1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np}. \quad (4.6)$$

Pentru a obține în decibeli o mărime exprimată în Np, se înmulțește acea mărime cu 8,68, iar spre a transforma în Np o mărime exprimată în dB se înmulțește acea mărime cu 0,115.



## B. NIVELE RELATIVE

Starea electrică a unui punct de pe un circuit electric se poate exprima prin puterea  $P_1$ , tensiunea  $U_1$  și curentul  $I_1$  din acel punct. Analog starea electrică a altui punct 2 se exprimă prin  $P_2$ ,  $U_2$ ,  $I_2$  (fig. 4.2).

Se numește *nivel relativ de putere* al punctului 1 față de punctul 2 jumătatea logaritmului raportului puterilor din cele două puncte:

$$p_{12} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_2} [\text{Np}] = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} [\text{dB}]. \quad (4.7)$$

*Nivelul relativ de tensiune* al punctului 1 față de punctul 2 este:

$$p_{u12} = \ln \frac{U_1}{U_2} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{U_1}{U_2} [\text{dB}]. \quad (4.8)$$

Spre a sublinia că este vorba de nivele de tensiune, acestea se notează deseori cu  $N_{pu}$  sau  $N_{pv}$ , respectiv  $\text{dB}_u$  sau  $\text{dB}_v$ .

Mai rar folosit este *nivelul relativ de curent*:

$$p_{i12} = \ln \frac{I_1}{I_2} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{I_1}{I_2} [\text{dB}]. \quad (4.9)$$

Uneori nivelul relativ de putere se notează cu  $p$ , iar nivelul relativ de tensiune cu  $p_{ru}$ . Tabela 6.1 din capitolul 6 arată rapoartele de tensiune, curenți și puteri ce corespund la un anumit număr de Np sau dB.

Dacă mărimile electrice din punctul 1 adică  $P_1$ ,  $U_1$  și  $I_1$  sînt mai mari decît cele din punctul 2, adică  $P_2$ ,  $U_2$  și  $I_2$ , nivelul relativ al punctului 1 față de punctul 2 reiese pozitiv, deoarece:

$$P_1 > P_2; \frac{P_1}{P_2} > 1; \ln (> 1) = \text{pozitiv}; p_{12} = \text{pozitiv}.$$

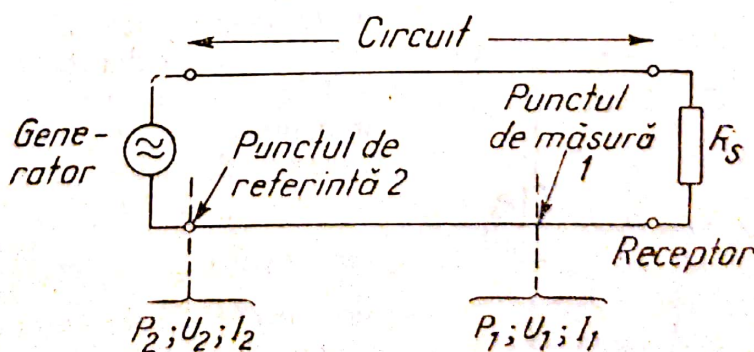


Fig. 4.2. Definirea nivelului relativ.



Dacă mărimile electrice din punctul 1 sînt egale cu cele din punctul 2, adică  $P_1 = P_2$ ;  $U_1 = U_2$  și  $I_1 = I_2$ , nivelul relativ este 0 (zero) deoarece:

$$P_1 = P_2; \frac{P_1}{P_2} = 1; \ln 1 = 0; p_{12} = 0 \text{ Np} = 0 \text{ dB.}$$

Dacă mărimile electrice din punctul 1 sînt mai mici decît cele din punctul 2, nivelul relativ al punctului 1 față de punctul 2 reiese negativ:

$$P_1 < P_2; \frac{P_1}{P_2} < 1; \ln (< 1) = \text{negativ}; p_{12} = \text{negativ.}$$

Deci nivelul relativ 0 (zero) nu arată lipsa unei puteri electrice în punctul 1 ci egalitatea acesteia cu puterea din punctul de referință 2. Nivelul pozitiv arată mărimi electrice mai mari în punctul 1 decît în 2, iar nivelul negativ atată mărimi electrice mai mici în punctul 1 decît în 2.

Deseori ca punct de referință 2 se ia intrarea în circuit.

### C. NIVELE ABSOLUTE

*Nivelele absolute* sînt un caz particular al nivelului relativ, cînd ca punct de referință 2 se iau bornele rezistenței de sarcină a „generatorului normal”. Acesta (fig. 4.3) este un generator cu tensiune electromotoare  $E = 1,55 \text{ V}$  și rezistență internă  $R_g = 600 \Omega$ .

Puterea debitată de generatorul normal pe o rezistență pură  $R_s = 600 \Omega$  este  $P_0 = \frac{E^2}{4R_s} = U_0 \cdot I_0 = 1 \text{ mW}$ .

Puterea de 1 mW obținută de la generatorul normal este mai

mare decît puterea medie a convorbirii, considerată de CCITT ca  $-1,73 \text{ Npm}$  ( $-15 \text{ dBm}$ ) dar ceva mai mică decît vîrfurile de semnal, care pot depăși  $+0,4 \text{ Np}$  ( $+3,5 \text{ dB}$ ).

Tensiunea  $U_0$  la bornele sarcinii este  $U_0 = \frac{E}{2} = \frac{1,55}{2} = 0,775 \text{ V}$ , iar curentul prin sarcină este  $I_0 = \frac{U_0}{R_s} = 1,29 \text{ mA}$ .

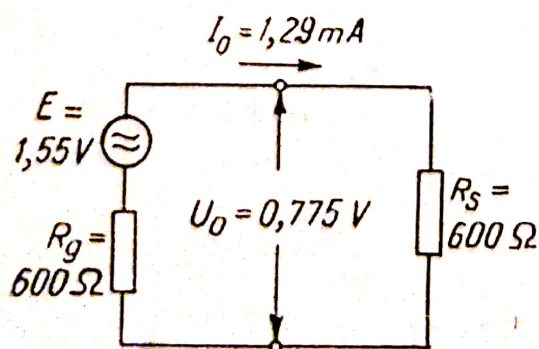


Fig. 4.3. Generatorul normal.



Mărimile  $P_0$ ,  $U_0$  și  $I_0$  servesc ca valori de referință pentru nivelele diferitelor puncte ale circuitelor de telecomunicații și reprezintă așa-numitul „nivel zero” de referință.

Nivelul absolut al unui punct  $X$  de pe un circuit se exprimă prin rapoartele logaritmice ale puterii  $P_x$ , tensiunii  $U_x$  și curentului  $I_x$  din acel punct către valorile  $P_0$ ,  $U_0$  și  $I_0$  arătate mai sus. *Nivelul absolut de putere* este deci:

$$p = \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{P_0} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{1 \text{ mW}} [\text{Np}] = 10 \log_{10} \frac{P_x}{1 \text{ mW}} [\text{dB}] \quad (4.10)$$

Pentru a accentua că este vorba de nivele absolute de putere (raportate la 1 mW) acestea se notează cu Npm respectiv dBm.

*Nivelul absolut de tensiune* este:

$$p_u = \ln \frac{U_x}{U_0} = \ln \frac{U_x}{0,775} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{U_x}{0,775} [\text{dB}]. \quad (4.11)$$

Deseori nivelele de tensiune se scriu ca Npu sau Npv respectiv dBu sau dBv.

*Nivelul absolut de curent* este:

$$p_i = \ln \frac{I_x}{I_0} = \ln \frac{I_x}{1,29 \text{ mA}} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{I_x}{1,29 \text{ mA}} [\text{dB}]. \quad (4.12)$$

Dacă valorile din punctul  $X$  coincid cu cele de referință, rezultă un nivel absolut 0 (zero). Un nivel pozitiv arată mărimi electrice mai mari în punctul  $X$  decât  $P_0$ ,  $U_0$  și  $I_0$ , iar nivelul absolut negativ arată mărimi electrice mai mici în punctul  $X$  decât  $P_0$ ,  $U_0$ , și  $I_0$ .

De exemplu din relațiile (4.10) — (4.12) reiese:

$p = 0$  Np înseamnă că puterea  $P_x = 1 \text{ mW}$ ;

$p_u = -0,7$  Np corespunde la tensiunea  $U_x = 0,387 \text{ V}$  ( $< U_0$ );

$p_u = +0,7$  Np corespunde la tensiunea  $U_x = 1,55 \text{ V}$  ( $> U_0$ );

$p_i = +0,4$  Np corespunde la  $I_x = 1,84 \text{ mA}$  ( $> I_0$ ).

În circuitele telefonice la mare distanță, realizate pe principiul transferului maxim de putere, se folosesc aproape exclusiv nivelele absolute de putere. De aceea, cînd nu se menționează altfel, nivelele indicate în documentațiile tehnice de telecomunicații sînt nivele absolute de putere.



## D. NIVELE DE MĂSURĂ

Se numește *nivel de măsură* într-un punct al circuitului, valoarea nivelului absolut de tensiune măsurat în acel punct când la intrarea circuitului se conectează „generatorul normal”.

Cunoscând nivelul de tensiune și impedanța  $Z_x$  în punctul considerat, se poate calcula și nivelul de putere. Între putere, tensiune și impedanță în sensul de transmisie există relația:

$$P_x = \frac{U_x^2}{Z_x}. \quad (4.13)$$

Expresia nivelului de putere este deci:

$$\begin{aligned} p &= \frac{1}{2} \ln \frac{P_x}{P_0} = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{U_x^2}{Z_x}}{\frac{0,775^2}{600}} = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{U_x}{0,775} \right)^2 + \\ &+ \frac{1}{2} \ln \frac{600}{Z_x} = \ln \frac{U_x}{0,775} + \frac{1}{2} \ln \frac{600}{Z_x} = p_u + \\ &+ \frac{1}{2} \ln \frac{600}{Z_x} [\text{Np}] = p_u + 10 \log_{10} \frac{600}{Z_x} [\text{dB}]. \end{aligned} \quad (4.14)$$

Primul termen este nivelul absolut de tensiune, iar al doilea este un termen de corecție. Nivelul absolut de putere poate fi:

- mai mare decît nivelul absolut de tensiune, cînd  $Z_x < 600 \Omega$ ;
- egal cu nivelul absolut de tensiune, cînd  $Z_x = 600 \Omega$ ;
- mai mic decît nivelul absolut de tensiune, cînd  $Z_x > 600 \Omega$ .

În practică, majoritatea instrumentelor de măsurare a nivelurilor (nepermetre și decibelmetre) sînt gradate în nivele absolute de tensiune  $p_u$ . Nivelul absolut de putere rezultă adăugînd la citire termenul de corecție (pozitiv sau negativ)  $\frac{1}{2} \ln \frac{Z_x}{600}$ .

Pentru  $Z_x = 75 \Omega$  (impedanța caracteristică a cablurilor coaxiale) corecția este  $+1,05 \text{ Np}$  ( $+9 \text{ dB}$ ), pentru  $Z_x = 150 \Omega$  (cabluri interurbane simetrice) corecția este  $+0,7 \text{ Np}$  ( $+6 \text{ dB}$ ), iar pentru  $Z_x = 1200 \Omega$  (circuite aeriene de oțel) corecția este  $-0,35 \text{ Np}$  ( $-3 \text{ dB}$ ).

## E. ECHIVALENT

*Echivalentul* unui cuadripol în general și al unei căi de telecomunicații în special este atenuarea sa, măsurată între un generator cu rezistență internă de  $600 \Omega$  și un indicator de nivel cu rezistență de intrare tot de  $600 \Omega$ .



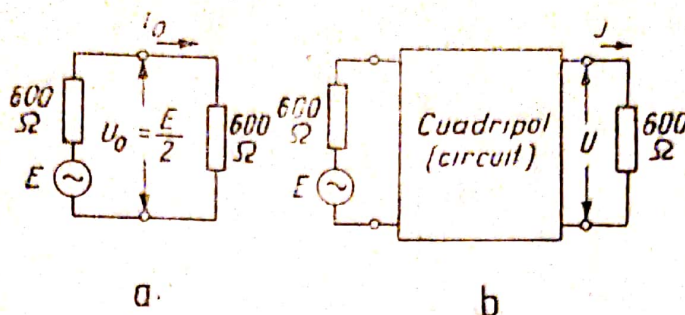


Fig. 4.4. Definirea echivalentului căii.

Pentru determinarea sa se efectuează două măsurări: se citește mai întâi (fig. 4.4, a) tensiunea  $U_0$  (sau curentul  $I_0$ ) la bornele rezistenței de sarcină de  $600 \Omega$  conectată direct la generator, apoi se citește (fig. 4.4, b) tensiunea  $U$  (sau curentul  $I$ ) la bornele rezistenței de  $600 \Omega$ , conectată la ieșirea cuadripolului. Echivalentul rezultă din relația:

$$q = \ln \frac{U_0}{U} = \ln \frac{I_0}{I} [\text{Np}]. \quad (4.15)$$

Practic, se folosește ca sursă de semnal „generatorul normal” ( $f = 800 \text{ Hz}$ ,  $E = 1,55 \text{ V}$ ,  $R_g = 600 \Omega$ ).

Echivalentul unui circuit de telecomunicații format din mai multe porțiuni (subansambluri) succesive, este egal cu suma algebrică a tuturor atenuărilor  $a_i$  ale subansamblurilor pasive și a câștigurilor  $s_k$  ale tuturor subansamblurilor active:

$$q = \sum_1^n a_i - \sum_1^m s_k. \quad (4.16)$$

#### REZUMAT

- Transmisia semnalelor de telecomunicații se apreciază prin unități logaritmice (neperi și decibeli).
- Nivelele de transmisie arată starea electrică comparativă între două puncte oarecare (nivele relativ) sau față de sarcina unui generator normal (nivel absolut). Nivelele pot fi pozitive, zero sau negative.
- Echivalentul circuitului este suma atenuărilor și câștigurilor subansamblurilor componente.



## CAPITOLUL 5

## FILTRE ELECTRICE

## A. GENERALITĂȚI

Filtrele electrice sînt cuadripoli ce permit trecerea curenților avînd anumite frecvențe (banda frecvențelor de lucru) și opresc celelalte frecvențe (banda de oprire). Comparativ cu un circuit oscilant, banda de trecere a unui filtru poate fi mult mai largă.

Atenuarea filtrului ideal este nulă în banda de trecere și infinită în banda (zona) de oprire (blocare). Practic, în zona de trecere există o atenuare de 0,3—3 dB, datorită reflexiilor\* și rezistențelor de pierderi ale elementelor filtrului. În zona de oprire atenuarea atinge 60—100 dB, după numărul elementelor și schema filtrului.

Filtrele electrice pot fi:

— *filtrul trece jos* (fig. 5.1, a) prin care trec curenții cu frecvențe cuprinse între 0 Hz (curent continuu) și  $f_c$  (frecvența de tăiere); curenții cu frecvențe mai mari sînt atenuați;

— *filtrul trece sus* (fig. 5.1, b) ce lasă să treacă curenții cu frecvențe mai mari decît  $f_c$  (frecvența de tăiere), curenții cu frecvențe mai mici sînt atenuați;

— *filtrul trece bandă* (fig. 5.1, c) ce permite trecerea curenților avînd frecvențe cuprinse între  $f_{c1}$  și  $f_{c2}$  și atenuează celelalte frecvențe (este numit pe scurt filtru de bandă);

— *filtrul oprește bandă* (fig. 5.1, d) ce lasă să treacă curenții avînd orice frecvență în afară de cele cuprinse între  $f_{c1}$  și  $f_{c2}$ .

Practic (fig. 5.2) se folosesc mult filtre electrice LC (cu inductanțe și capacități) pînă la sute de megaherți (MHz). Se mai folosesc filtre

\* Reflexiile sînt cauzate de variația impedanței caracteristice a filtrului în banda de trecere.



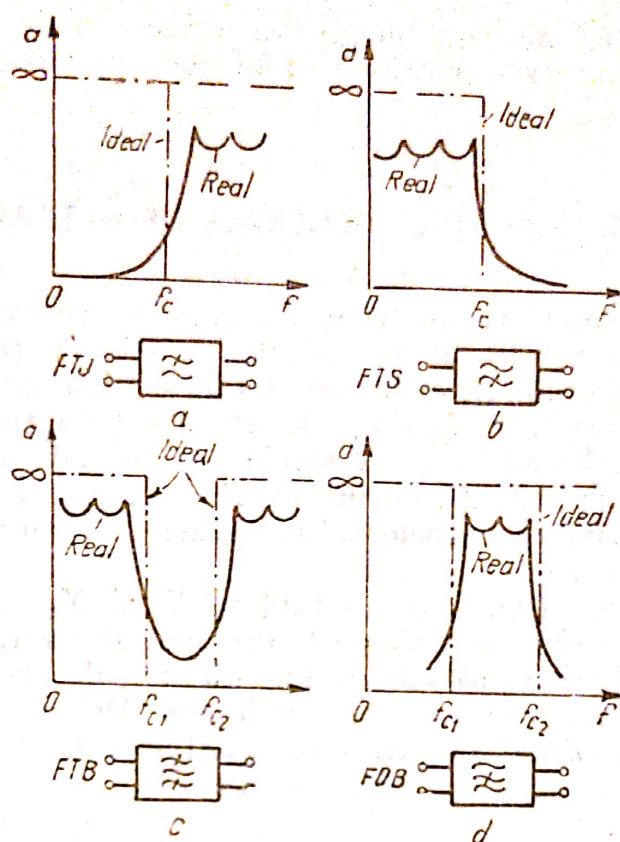


Fig. 5.1. Filtre electrice :

a — filtru trece jos ; b — filtru trece sus ; c — filtru trece bandă ; d — filtru oprește bandă.

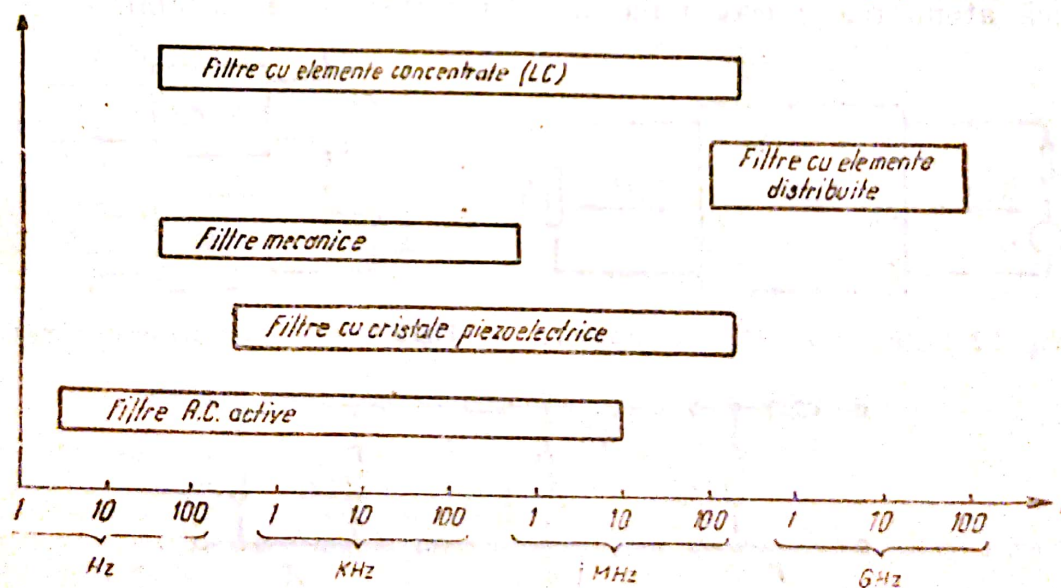


Fig. 5.2. Frecvențele de utilizare ale diferitelor tipuri de filtre.



de cuarț, filtre RC active și magnetomecanice, iar la frecvențe foarte înalte filtre cu elemente distribuite (linii de transmisie, cavități rezonante etc.).

## B. CONDIȚIILE GENERALE DE FILTRAJ

În cadrul teoriei parametrilor imagine, se presupune că filtrul este terminat (fig. 5.3) pe impedanțe exterioare ( $Z_g =$  impedanța internă a generatorului,  $Z_s =$  impedanța de sarcină) egale cu impedanțele imagine (v. cap. 3)  $Z_{i1}$  și  $Z_{i2}$  ale filtrului (adaptare pe imagini).

Conectînd impedanța  $Z_{i2}$  ca sarcină la bornele 22' se măsoară la bornele 11' o impedanță de intrare  $Z_{i1}$ , conectînd (fig. 5.4) impedanța  $Z_{i1}$  ca sarcină la bornele 11' se măsoară la bornele 22' o impedanță de intrare  $Z_{i2}$ .

Filtrul cuprinde (fig. 5.5) reactanțele  $X_1$  și  $X_2$  în schemă  $\Gamma$ ,  $T$  sau  $\pi$ . Pentru a exista o zonă de trecere (cu atenuare nulă), trebuie ca reactanțele  $X_1$  și  $X_2$  să aibă semne diferite, de exemplu  $X_1$  să fie o inductanță și  $X_2$  o capacitate sau invers. De aici reies condițiile generale pentru zona de trecere, valabile pentru toate schemele ( $\Gamma$ ,  $T$  și  $\pi$ ):

$$a = 0; \quad b = 2 \arcsin \pm \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}}, \quad (5.1)$$

adică atenuarea  $a$  este nulă, iar defazajul  $b$  este variabil.

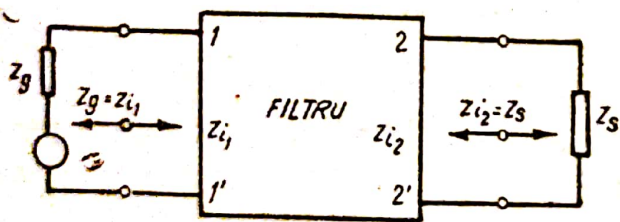


Fig. 5.3. Definirea adaptării pe imagini.

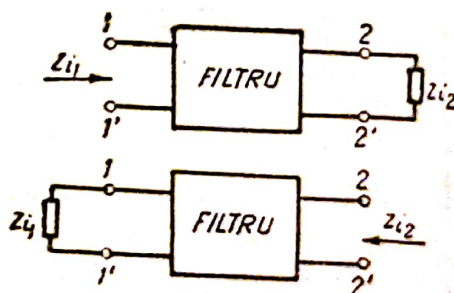


Fig. 5.4. Definirea impedanțelor imagine.

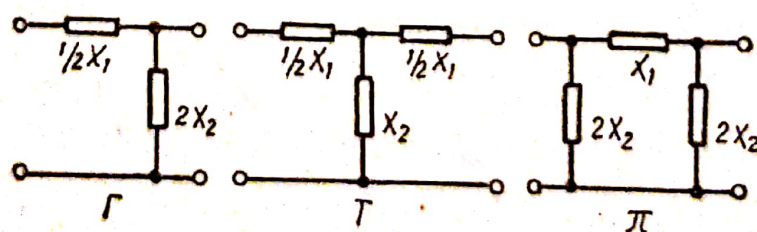


Fig. 5.5. Schemele de filtru tip  $\Gamma$ ,  $T$  și  $\pi$ .



Condițiile generale pentru banda de oprire\* sînt :

$$a = 2 \arg \operatorname{ch} \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}} ; b = \pm \pi. \quad (5.2)$$

Deci atenuarea este variabilă iar defazajul constant.

Frecvențele limită ale benzii de trecere reies din condițiile :

$$\frac{X_1}{4X_2} = 0 ; \frac{X_1}{4X_2} = -1. \quad (5.3)$$

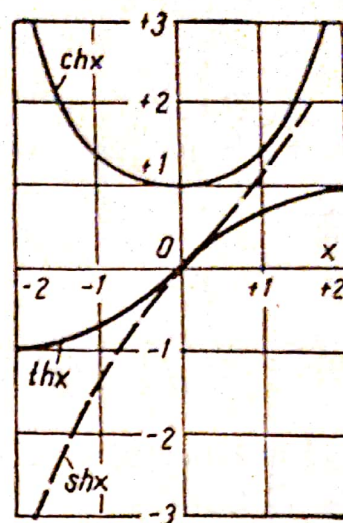


Fig. 5.7. Variația în funcție de argumentul  $x$  a funcțiilor hiperbolice.

\*  $\arg \operatorname{ch} \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}}$  este argumentul funcției cosinus hiperbolic al mărimii  $\sqrt{\frac{X_1}{4X_2}}$ .

Luînd punctul  $P$  pe cercul trigonometric, respectiv pe o hiperbolă echilaterală, se definesc următoarele funcții trigonometrice și hiperbolice (fig. 5.6) :

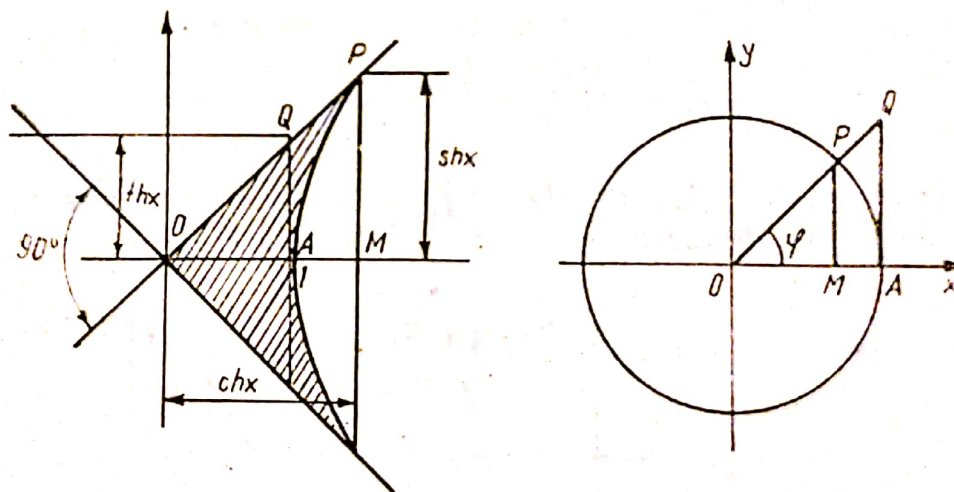


Fig. 5.6. Definirea funcțiilor trigonometrice și hiperbolice.

$PM = \sin \varphi$ ;  $PM = \sinus$  hiperbolic de  $x = \operatorname{sh} x$

$OM = \cos \varphi$ ;  $OM = \cosinus$  hiperbolic de  $x = \operatorname{ch} x$

$AQ = \operatorname{tg} \varphi$ ;  $AQ = \operatorname{tangenta}$  hiperbolică de  $x = \operatorname{th} x$

Mărimea  $x$  se numește argumentul funcției hiperbolice și este egală cu suprafața hașurată  $OPARO$ .

În figura 5.7 se arată dependența funcțiilor hiperbolice de argumentul  $x$ .



## C. FILTRE TIP K

La filtrele tip  $K$ , reactanțele  $X_1$  și  $X_2$  sînt dipoli inversi, adică produsul lor este o mărime constantă, notată cu  $R^2$ :

$$X_1 X_2 = R^2 = \text{const.} \quad (5.4)$$

### 1. FILTRUL TRECE JOS

Dacă brațul serie din figura 5.5 este o inductanță, iar cel derivație o capacitate, adică  $X_1 = \omega L$  și  $X_2 = -\frac{1}{\omega C}$ , se obțin schemele  $\Gamma$ ,  $T$  și  $\pi$  de filtru trece jos  $K$  (fig. 5.8). Aceste scheme se comportă ca filtre ( $X_1$  și  $X_2$  au semne contrare) și anume ca filtre trece jos: brațul serie (inductanța) are reactanță mică la frecvențe joase deci nu oprește acești curenți, brațele derivație (capacități) au reactanțe mari la frecvențe joase, deci nu produc șuntare.

La frecvențele înalte, reactanța serie  $X_1$  crește, iar cea paralelă  $X_2$  scade, deci atenuarea crește progresiv.

Înlocuind valorile  $X_1$  și  $X_2$  în relațiile (5.3) rezultă cele două limite ale benzii de trecere:

$$f_1 = 0; f_2 = f_c = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}}. \quad (5.5)$$

Deci frecvențele între 0 Hz și  $f_c$  trec fără atenuare (zonă de trecere), dar sînt defazate conform relației (5.1):

$$a = 0; b = 2 \arcsin \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}} = 2 \arcsin \frac{f}{f_c}. \quad (5.6)$$

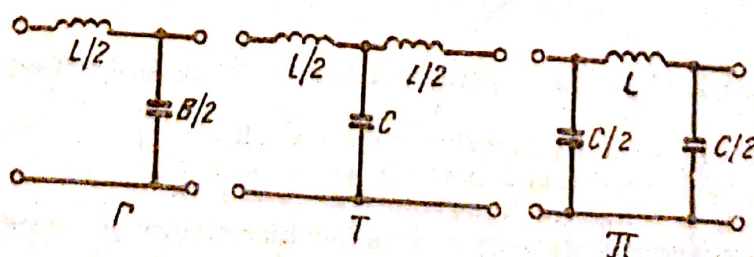


Fig. 5.8. Filtre trece jos tip  $K$ .



În banda de oprire ( $f > f_c$ ), condițiile (5.2) dau:

$$a = 2 \arg \operatorname{ch} \sqrt{\frac{X_1}{4X_2}} = \quad (5.7)$$

$$= 2 \arg \operatorname{ch} \frac{f}{f_c}; \quad b = +\pi.$$

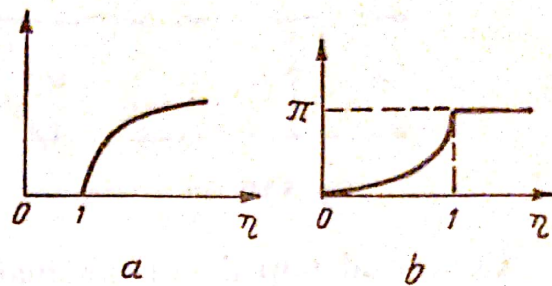


Fig. 5.9. Atenuarea (a) și defazarea (b) filtrului trece jos tip K.

Defazajul este constant, iar atenuarea crește lent (fig. 5.9), în funcție de frecvența relativă  $\eta = \frac{f}{f_c}$ .

Impedanțele caracteristice  $Z_T$  și  $Z_\pi$  ale celulelor T respectiv  $\pi$  sînt:

$$Z_T = R \sqrt{1 - \eta^2}; \quad Z_\pi = \frac{R}{\sqrt{1 - \eta^2}}, \quad (5.8)$$

în care R este definit de relația (5.4):

$$X_1 X_2 = R^2 = \frac{L}{C}; \quad R = \sqrt{X_1 X_2} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (5.9)$$

Impedanțele caracteristice  $Z_T$  și  $Z_\pi$  au caracter rezistiv (fig. 5.10 linia plină) în zona de trecere și caracter reactiv (linia punctată) în zona de oprire. În apropierea frecvenței de tăiere, impedanțele caracteristice se abat mult de la valoarea nominală R și anume  $Z_T$  tinde spre zero și  $Z_\pi$  spre infinit.

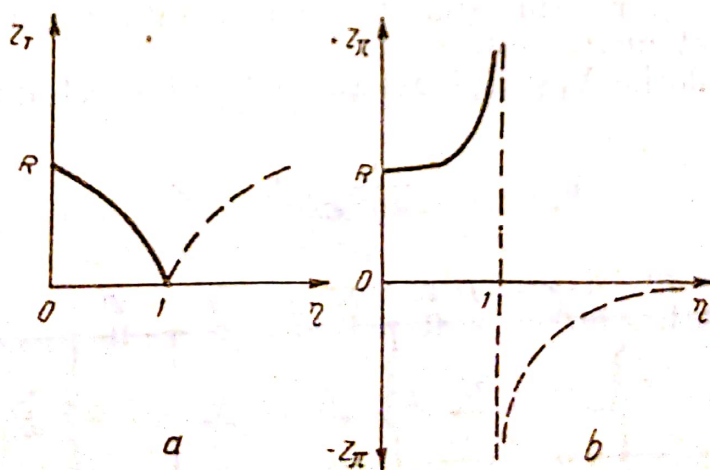


Fig. 5.10. Impedanțele caracteristice ale filtrului trece jos tip K:

a — celula T; b — celula  $\pi$ .



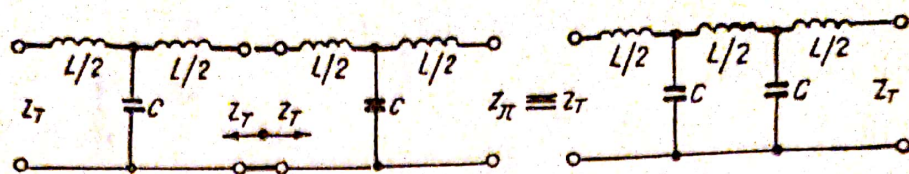


Fig. 5.11. Filtru trece jos compus din două celule tip K.

Cunoscînd impedanța nominală  $R$  și frecvența de tăiere  $f_c$ , elementele filtrului trece jos vor fi :

$$L = \frac{R}{\pi f_c}; \quad C = \frac{1}{\pi f_c R}. \quad (5.10)$$

Atenuarea filtrului trece jos tip K crește lent în zona de oprire și deseori trebuie înseriate mai multe celule, spre a mări atenuarea, respectînd adaptarea dintre ele (fig. 5. 11).

## 2. FILTRUL TRECE SUS

Dacă brațul serie este o capacitate, iar brațul paralel o inductanță ( $X_1 = -\frac{1}{\omega C}$  și  $X_2 = \omega L$ ) se obțin schemele de filtru trece sus tip K (fig. 5.12).

La frecvențe joase atenuarea este mare datorită reactanței mari a condensatorului serie și șuntării prin reactanța mică a inductanței derivație. Frecvențele înalte trec ușor prin reactanța neglijabilă a capacității serie și nu sînt șuntate de reactanța mărită a brațului derivație, deci atenuarea este nulă.

Înlocuind valorile  $X_1$  și  $X_2$  în relația (5.3), reiese cele două frecvențe limită :

$$f_1 = f_c = \frac{1}{4\pi\sqrt{LC}}; \quad f_2 = \infty \quad (5.11)$$

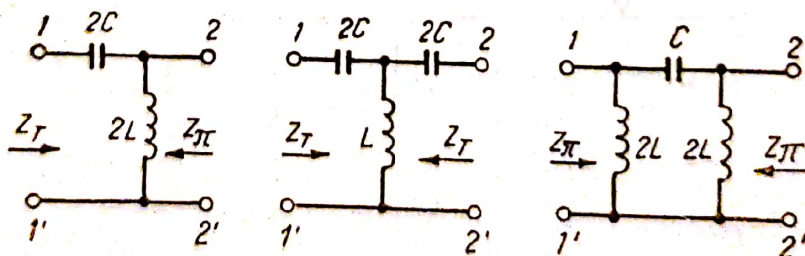


Fig. 5.12. Filtru trece sus tip K :

a — semicelula I' ; b — celula T ; c — celula  $\pi$ .



În zona de trecere atenuarea este nulă iar defazarea este variabilă :

$$a = 0 ; b = 2 \operatorname{arc} \sin \left( -\frac{f_c}{f} \right) = 2 \operatorname{arc} \sin (-\eta). \quad (5.12)$$

În zona de oprire atenuarea este crescătoare și defazajul constant (fig. 5. 13) :

$$a = 2 \operatorname{arg} \operatorname{ch} \frac{f_c}{f} = \quad (5.13)$$

$$= 2 \operatorname{arg} \operatorname{ch} \eta ; b = -\pi$$

Impedanțele caracteristice sînt (fig. 5. 14) :

$$Z_T = R \sqrt{1 - \eta^2} ; \quad (5.14)$$

$$Z_\pi = -\frac{R}{\sqrt{1 - \eta^2}}.$$

Elementele filtrului trece sus sînt date de :

$$L = \frac{R}{4\pi f_c} ; C = \frac{1}{4\pi f_c R}. \quad (5.15)$$

### 3. FILTRUL TRECE BANDĂ

Brațul serie este circuitul oscilant serie  $L_1 C_1$ , iar brațul derivație este circuitul oscilant paralel  $L_2 C_2$ .

Deși inductanțele  $L_1$  și  $L_2$ , respectiv capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  diferă între ele, frecvențele de rezonanță  $f_0$  ale circuitelor sînt identice :

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2}. \quad (5.16)$$

Se obțin astfel schemele din figura 5. 15. Pentru curenții cu frecvențe apropiate de  $f_0$ , reactanța brațului serie este mică, iar a brațelor derivație este mare, deci atenuarea filtrului este mică.

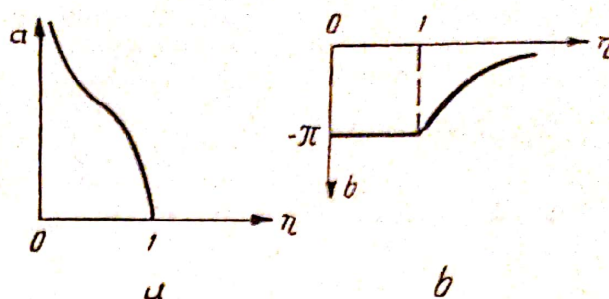


Fig. 5.13. Atenuarea (a) și defazarea (b) a filtrului trece sus tip K.

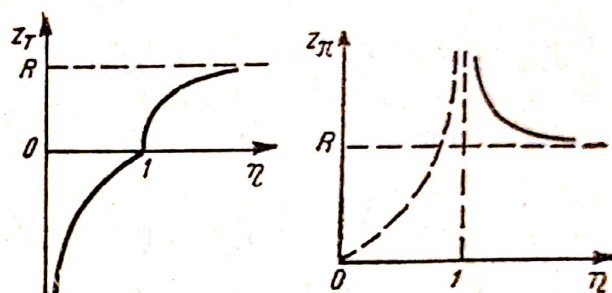


Fig. 5.14. Impedanțele caracteristice ale celulelor trece sus tip K :

a - celula T ; b - celula  $\pi$ .



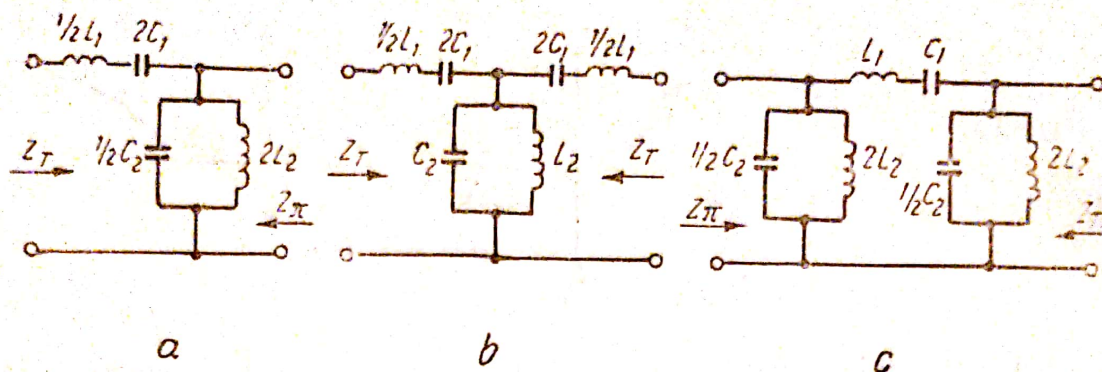


Fig. 5.15. Filtru trece bandă tip K:  
a – semicelula  $\Gamma$ ; b – celula T; c – celula  $\pi$ .

La frecvențe sub  $f_0$  și peste  $f_0$ , reactanța brațului serie crește, reactanța brațului derivației scade și deci atenuarea crește.

Cele două frecvențe limită sînt:

$$f_{c1} = f_0 \left[ \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2}} - \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right]; f_{c2} = f_0 \left[ \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \right]. \quad (5.17)$$

Frecvența comună de rezonanță  $f_0$  este media geometrică a frecvențelor limită:

$$f_0 = \sqrt{f_{c1} \cdot f_{c2}}.$$

Notînd frecvența relativă cu:

$$A = \frac{\frac{f_{c1}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{c1}}}{\frac{f_{c2}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{c2}}}, \quad (5.18)$$

rezultă relațiile pentru zona de trecere (fig. 5.16):

$$a = 0; b = 2 \arcsin(-A), \quad (5.19)$$

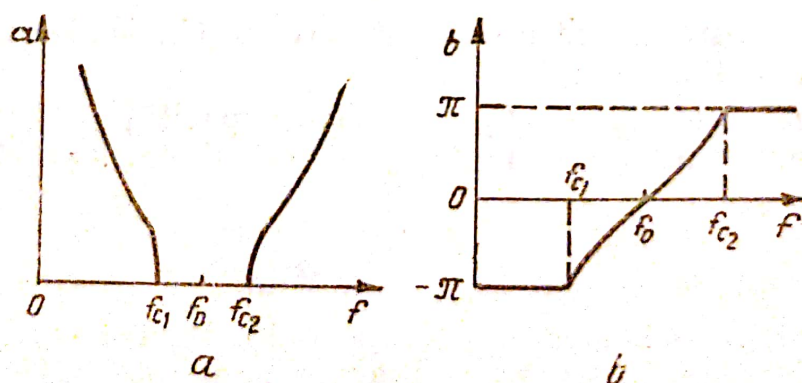


Fig. 5.16. Atenuarea (a) și defazajul (b) filtrului trece bandă tip K.



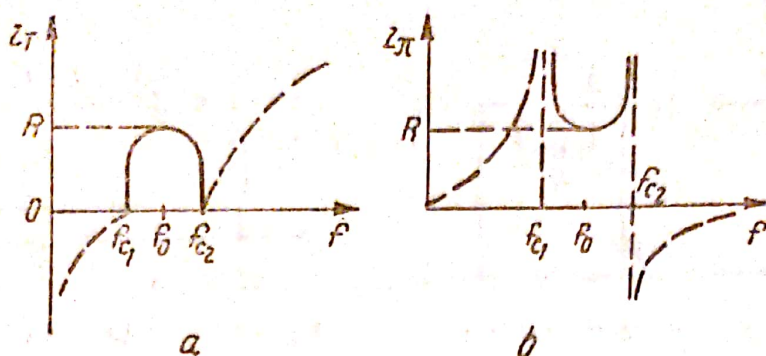


Fig. 5.17. Impedanțele caracteristice ale filtrelor trece bandă tip K :

$a$  – celula  $T$  ;  $b$  – celula  $\pi$ .

și cele pentru zona de oprire :

$$a = 2 \arg \operatorname{ch} A ; \quad b = \pm \pi . \quad (5.20)$$

Impedanțele caracteristice (fig. 5. 17) în funcție de valoarea lor nominală  $R = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = \sqrt{\frac{L_2}{C_1}}$  sînt :

$$Z_T = R \sqrt{1 - A^2} ; \quad Z_\pi = \frac{R}{\sqrt{1 - A^2}} . \quad (5.21)$$

Elementele filtrului sînt :

$$L_1 = \frac{R}{\pi(f_{c2} - f_{c1})} ; \quad L_2 = \frac{4 \pi f_{c1} \cdot f_{c2}}{R(f_{c1} - f_{c2})} ; \quad (5.22)$$

$$C_1 = \frac{R}{4 \pi f_{c1} f_{c2} R} ; \quad C_2 = \frac{1}{\pi R(f_{c2} - f_{c1})} .$$

#### 4. FILTRUL OPREȘTE BANDĂ

Circuitele oscilante ce-l compun sînt inverse față de filtrul trece bandă (fig. 5. 18).



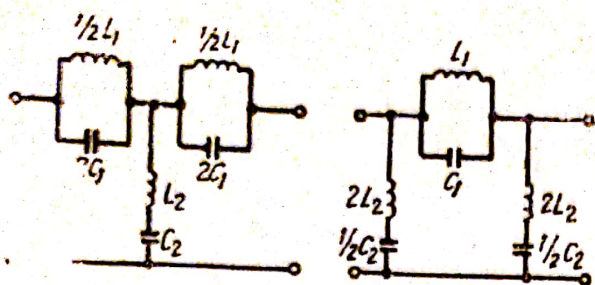


Fig. 5.18. Filtru oprește bandă tip K:  
a - celula T; b - celula  $\pi$ .

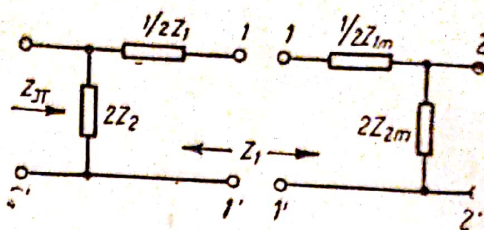


Fig. 5.19. Obținerea semicelulei  $\Gamma$  derivate  $m$  serie (b) din semicelula  $\Gamma$  tip K (a).

## D. FILTRE DERIVATE IN $m$

Aceste filtre înlătură defectele filtrelor tip K:

- atenuarea de trecere mare în apropierea frecvenței de tăiere, datorită reflexiilor produse de variațiile mari ale impedanțelor caracteristice;
- în zona de oprire atenuarea crește prea lent.

### 1. FILTRUL DERIVAȚIE SERIE

Plecând de la semicelula  $\Gamma$  tip K, ce are brațul serie  $\frac{1}{2} Z_1$  și cel derivație  $2Z_2$  (fig. 5.19), se caută o altă semicelulă  $\Gamma$ , cu aceeași zonă de trecere și aceeași impedanță caracteristică  $Z_T$  la bornele  $11'$ , dar altă structură internă: brațul serie  $\frac{1}{2} Z_{1m}$ , brațul derivație  $2Z_{2m}$ .

Dacă se ia ( $m$  fiind un număr între 0 și 1):

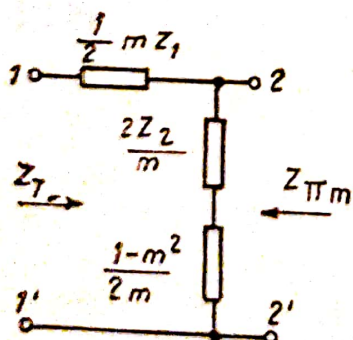


Fig. 5.20. Semicelula tip  $m$  derivată serie.

$$Z_{1m} = mZ_1, \quad (5.23)$$

și se pune condiția egalității impedanțelor caracteristice ale ambelor semicelule la bornele  $11'$ , rezultă că brațul derivație al noii semicelule va fi compus din două impedanțe în serie (fig. 5. 20):

$$2Z_{2m} = \frac{2Z_2}{m} + \frac{Z_1}{2m} \left( \frac{1-m^2}{m} \right). \quad (5.24)$$



Impedanța caracteristică ce apare la bornele 22' ale noii semicelule este diferită de  $Z_\pi$ :

$$Z_{\pi m} = Z_\pi \left[ 1 + (1 - m^2) \frac{Z_1}{4Z_2} \right]. \quad (5.25)$$

## 2. FILTRUL DERIVAT PARALEL

Plecînd de la semicelula  $\Gamma$  tip  $K$  se caută o altă semicelulă cu aceeași bandă de trecere și aceeași impedanță caracteristică  $Z_\pi$  la bornele 22' (fig. 5.21).

Dacă brațul paralel este  $2Z_{2m} = \frac{2Z_2}{m}$ , în care  $m$  este un număr cuprins între 0 și 1, rezultă că brațul serie al noii semicelule va fi format din două impedanțe în paralel (fig. 5. 22):

$$\frac{1}{2Z_{1m}} = \frac{1}{\frac{1}{2} mZ_1} + \frac{1}{Z_2} \cdot \frac{1 - m^2}{2m}. \quad (5.26)$$

Impedanța caracteristică la bornele 11' ale noii semicelule va diferi de  $Z_T$ :

$$Z_{Tm} = \frac{Z_T}{1 + (1 - m^2) \frac{Z_1}{4Z_2}}. \quad (5.27)$$

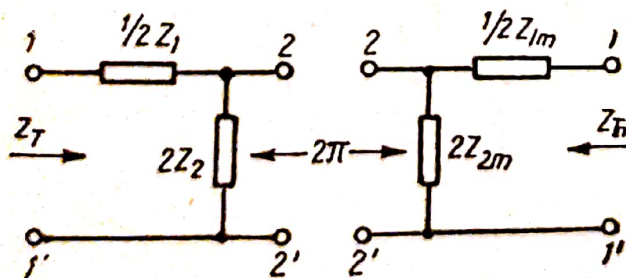


Fig. 5.21. Obținerea semicelulei derivate  $m$  paralel (b) din semicelula  $\Gamma$  tip  $K$  (a).

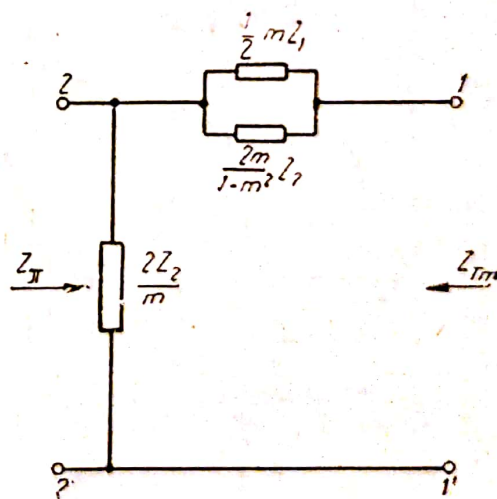


Fig. 5.22. Semicelula de tip  $m$  derivată paralel.



### 3. EFECTUL DERIVĂRII ÎN $m$ ASUPRA ATENUĂRII

Introducînd noile valori ale impedanțelor brațelor serie și derivație în relația (5.2), rezultă atenuarea în zona de oprire pentru ambele semicelule derivate:

$$\operatorname{ch} \frac{a}{2} = \sqrt{\left| \frac{Z_1}{4Z_2} \right|} \cdot \frac{m}{\sqrt{1 + (1 - m^2) \frac{Z_1}{4Z_2}}} \quad (5.28)$$

La frecvența  $f_\infty$ , la care numitorul expresiei se anulează apare un pol de atenuare ( $a = \infty$ ):

$$\frac{Z_1}{4Z_2} = -\frac{1}{1 - m^2} \quad (5.29)$$

După pol, atenuarea scade lent (fig. 5.23). Cu cît  $m$  este mai mic, cu atît polul de atenuare apare mai aproape de frecvența de tăiere.

### 4. EFECTUL DERIVĂRII ÎN $m$ ASUPRA IMPEDANȚEI CARACTERISTICE

În figura 5.24 se arată variația impedanțelor caracteristice  $Z_{Tm}$  și  $Z_{\pi m}$  în zona de trecere, în funcție de valorile coeficientului  $m$ . Aceste

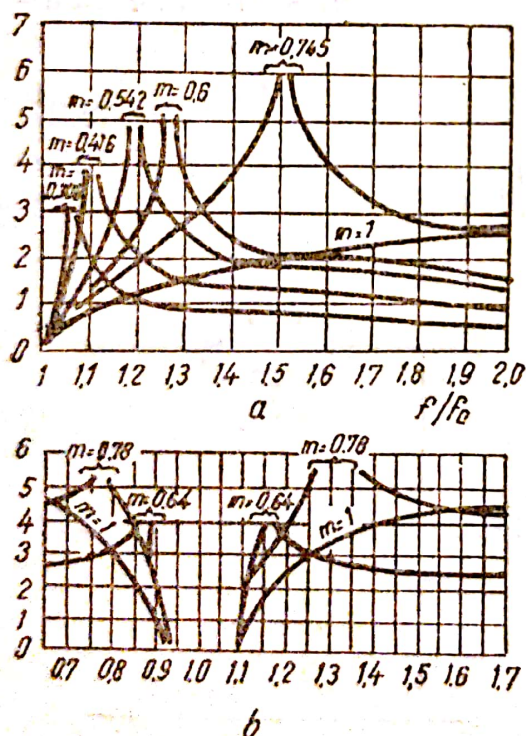


Fig. 5.23. Atenuarea filtrelor derivate în  $m$ :  
a — filtru trece jos; b — filtru trece bandă.

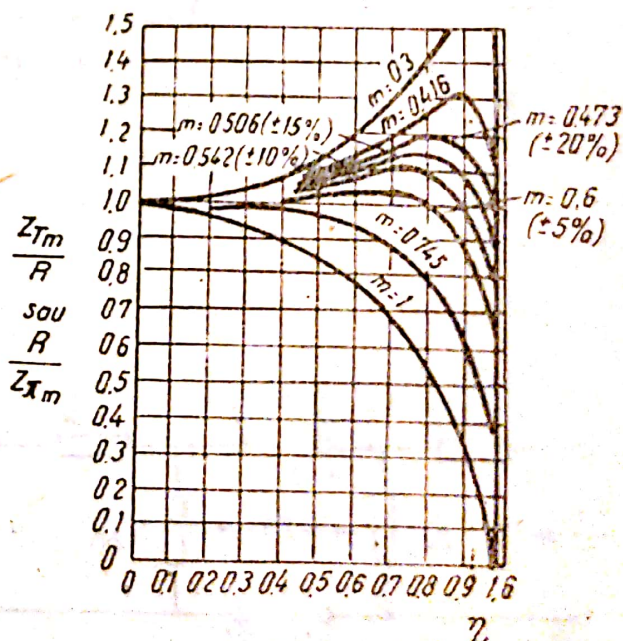


Fig. 5.24. Impedanțele caracteristice  $Z_{Tm}$  și  $Z_{\pi m}$  ale filtrelor derivate în  $m$ .



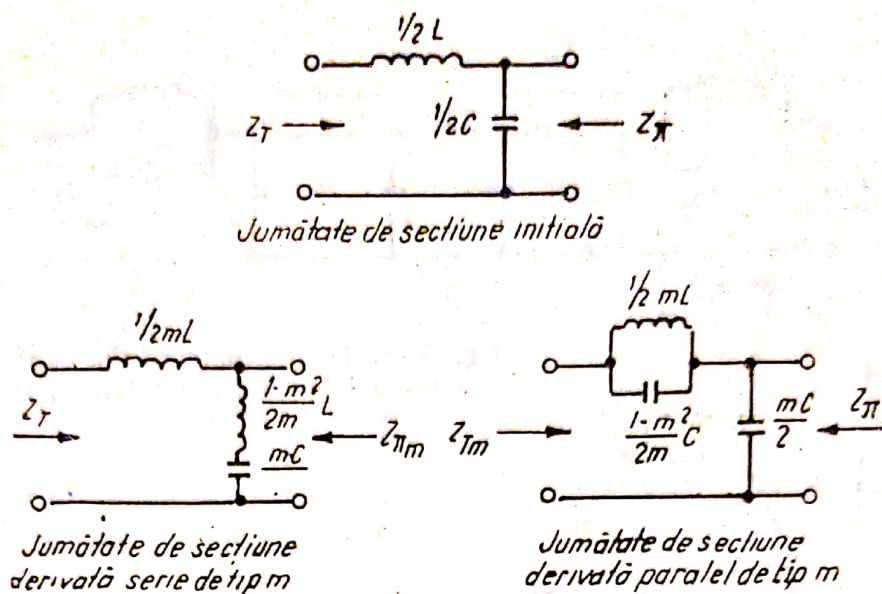


Fig. 5.25. Schemele semicelulelor de filtru trece jos tip  $m$ .

impedanțe sînt mult mai constante decît impedanțele  $Z_T$  și  $Z_\pi$  ale filtrelor tip  $K$ , mai ales pentru  $m = 0,6$ . Atenuările în bandă cauzate de reflexii scad mult.

## 5. CALCULUL FILTRELOR TIP $m$

Dacă la filtrul trece jos se iau  $Z_1 = j\omega L$  și  $Z_2 = -\frac{j}{\omega C}$  se obțin schemele  $\Gamma$ ,  $T$  și  $\pi$  tip  $m$  (fig. 5. 25).

Din relațiile (5.25) și (5.27) reies impedanțele caracteristice, iar din relația (5.28) atenuarea în zona de blocare (fig. 5. 26). Analog se obțin relațiile pentru filtrele trece sus, trece bandă și oprește bandă tip  $m$ .

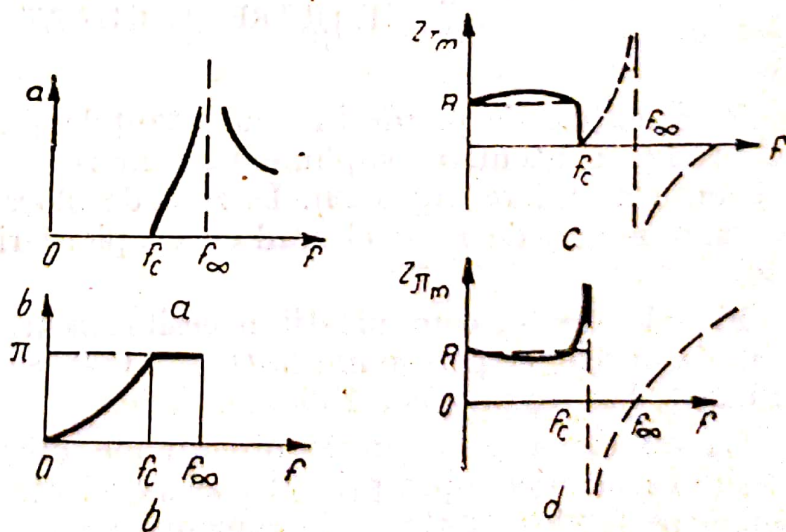


Fig. 5.26. Atenuarea ( $\alpha$ ), defazajul ( $\beta$ ) și impedanțele caracteristice ( $c$  și  $d$ ) ale filtrului trece jos tip  $m$ .



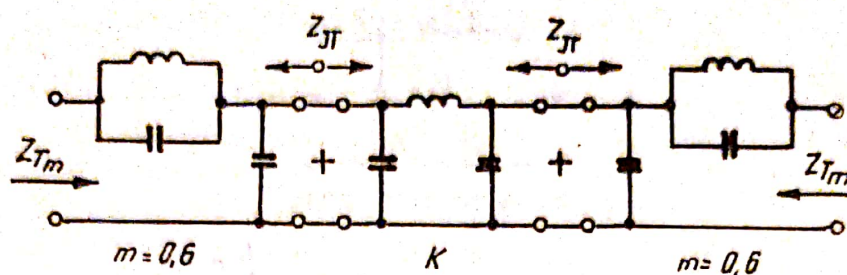


Fig. 5.27. Filtru compus din două semicelule  $m = 0,6$  și celulă  $K$ .

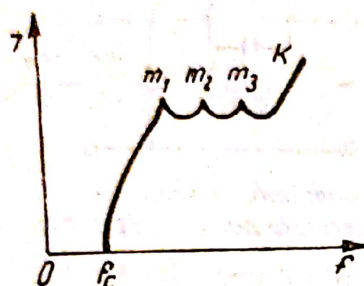


Fig. 5.28. Atenuarea unui filtru compus.

## E. FILTRE COMPUSE

Atenuarea în zona de blocare a filtrelor tip  $m$  crește rapid pînă la frecvența-pol, apoi scade lent. La filtrele tip  $K$ , atenuarea crește lent, dar continuu. Prin alegerea convenabilă a numărului de celule  $K$  și  $m$  (cu diferite valori  $m$ ) se obțin filtre compuse (fig. 5.27), ce asigură 60–100 dB în toată zona de oprire (fig. 5.28).

## F. FILTRE CU CUART

Rezistențele de pierderi în inductanțele și condensatoarele filtrelor  $LC$  produc o atenuare suplimentară în zona de trecere, aproape de frecvența de tăiere (fig. 5.29). În zona de blocare, polii de atenuare nu mai sînt infinit de mari ci scad cu cît pierderile sînt mai mari ( $Q$  mai mic).

Filtrele de telecomunicații necesită pante abrupte de trecere la zona de oprire, ce corespund la  $Q > 1\,000$ . Se recurge desori la filtre cu cuarț, bazate pe efectul piezoelectric.

La aplicarea pe anumite direcții ale cristalului de cuarț a unei presiuni mecanice, apar prin piezoelectricitate sarcini electrice proporționale pe fețele cristalului. Fenomenul este reversibil. Se taie din cristal



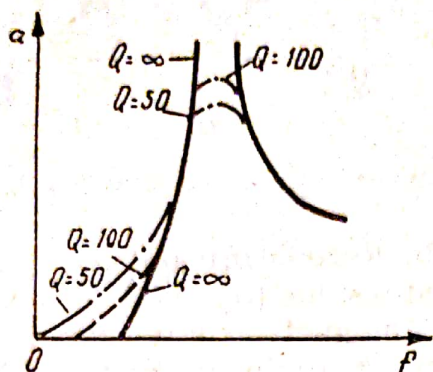


Fig. 5.29. Influența pierderilor asupra atenuării filtrului trece jos.

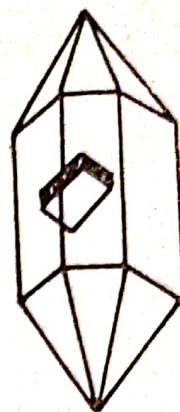


Fig. 5.30. Tăierea lamelei din cristalul de cuarț.

o lamelă paralipipedică (fig. 5.30) ce prezintă o frecvență de rezonanță mecanică pronunțată, la care sarcinile electrice sînt maxime.

Circuitul electric echivalent al lamelei de cuarț conține o inductanță  $L$  cu rezistență de pierderi  $r$  în serie cu capacitatea  $C$ , totul în paralel cu o capacitate  $C_0$ . Dipolul prezintă o rezonanță serie și o rezonanță paralel, foarte apropiate între ele. Coeficientul de calitate depășește 10 000, inductanța  $L$  fiind foarte mare față de  $r$  (fig. 5. 31). Schema cea mai folosită (fig. 5. 32) pentru filtrele cu cuarț este cea în  $X$  (în punte).

## G. FILTRE MAGNETOMECANICE

Energia electromagnetică este transformată prin traductoare în energie mecanică și apoi invers. Panta abruptă de filtrare este produsă de mai mulți rezonatori mecanici  $G$ , formați din cilindri metalici mici,

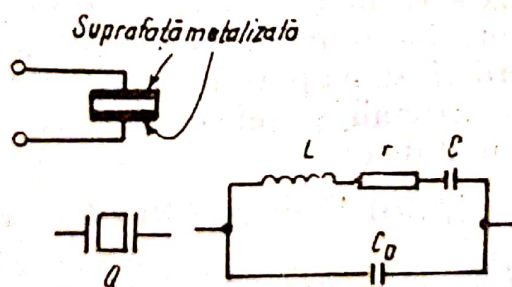


Fig. 5.31. Lamela de cuarț și schema sa echivalentă.

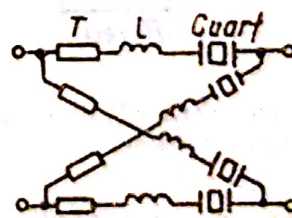


Fig. 5.32. Filtru de cuarț în punte.



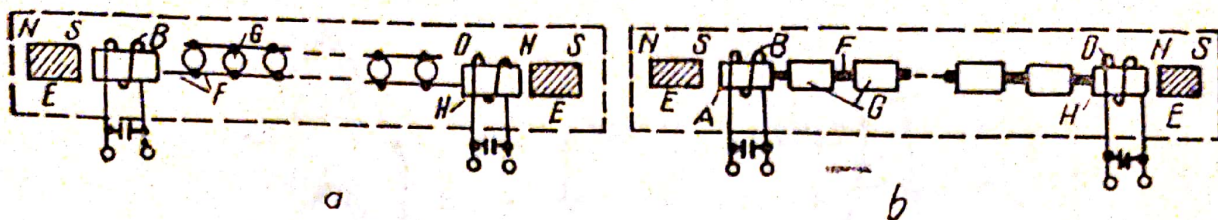


Fig. 5.33. Filtre magnetomecanice cu torsiune (a) și cu compresiune (b).

cu coeficient de calitate 5 000—20 000. Rezonatorii pot lucra cu oscilații de torsiune (fig. 5.33, a) sau de compresiune (fig. 5.33, b). Excitarea rezonatorilor se face prin traductoare magnetostrictive din ferită A, care își modifică lungimea sub influența cîmpului magnetic al bobinei B. Magneții permanenți E fixează punctul static de lucru. Extragerea energiei după filtrare se face printr-o altă ferită H și bobina D folosind efectul reciproc (invers) magnetostrictiv. Capacitățile C în paralel pe bobine asigură adaptarea bună a filtrului magnetostrictiv în montaje.

## H. FILTRE CU PARAMETRII DE LUCRU

Raportul relativ  $|t(j\omega)|^2$  al puterilor la o rețea electrică (fig. 5.34) este :

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{P_s}{P_a}, \quad (5.30)$$

în care  $P_s$  este puterea transmisă sarcinii  $R_s$  de către rețea, iar  $P_a$  este puterea maximă ce o poate ceda generatorul unei impedanțe conjugate\* cu impedanța sa proprie. Relația (5.30) reprezintă funcția de transfer a rețelei.

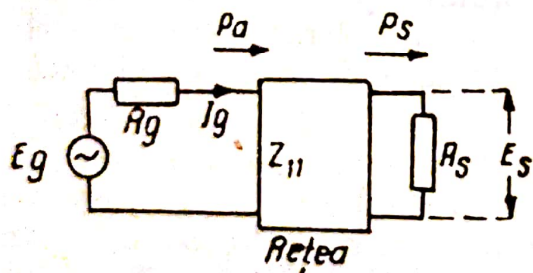


Fig. 5.34. Definirea filtrului cu parametri de lucru.

Coeficientul de reflexie a puterii  $|p(j\omega)|^2$  este puterea relativă netransmisă sarcinii și reflectată spre generator. La o rețea pur reactivă (fără pierderi) suma puterilor relative transmise sarcinii și reflectate este egală cu unitatea :

$$|p(j\omega)|^2 + |t(j\omega)|^2 = 1. \quad (5.31)$$

\* Două impedanțe sînt conjugate cînd componentele lor reactive sînt egale, iar cele reactive sînt egale cu semn contrar :

$$R_1 = R_2; \quad X_1 = -X_2.$$



Înlocuind în relația (5.30) expresiile puterii cedate sarcinii și puterii maxime disponibile a generatorului se obține :

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{E_s^2/R_s}{E_g^2/4R_g}. \quad (5.32)$$

Notînd cu  $Z_{11} = R_{11} + j X_{11}$  impedanța de intrare în rețea, puterea ce intră în rețeaua pur reactivă (fără pierderi) este egală cu cea disipată în sarcină, adică :

$$I_g^2 \cdot R_{11} = \frac{E_s^2}{R_s}, \quad (5.33)$$

în care  $I_g = E_g/(R_g + R_{11})$ . Din relațiile (5.33) și (5.32) se obține :

$$|t(j\omega)|^2 = \frac{R_{11}E_g^2/(R_g + Z_{11})^2}{E_g^2/4R_g}. \quad (5.34)$$

Dezvoltînd relația și adăugînd și scăzînd  $R_{11}^2$  și  $X_{11}^2$  se obține :

$$\begin{aligned} |t(j\omega)|^2 &= \frac{4R_{11}R_g}{|R_g + Z_{11}|^2} = \frac{(R_g + R_{11})^2 + X_{11}^2 - (R_g - R_{11})^2 - X_{11}^2}{|R_g + Z_{11}|^2} = \\ &= \frac{|R_g + Z_{11}|^2 - |R_g - Z_{11}|^2}{|R_g + Z_{11}|^2} = 1 - \frac{|R_g - Z_{11}|^2}{|R_g + Z_{11}|^2}. \end{aligned} \quad (5.35)$$

Înlocuind relația (5.35) în relația (5.31) reiese :

$$|p(j\omega)|^2 = p(j\omega) \cdot p(-j\omega) = \frac{|R_g - Z_{11}|^2}{|R_g + Z_{11}|^2}, \quad (5.36)$$

în care  $p(j\omega)$  este *coeficientul de reflexie de tensiune*. Valoarea acestuia pentru o rețea cu impedanță de intrare  $Z_{11}$  și alimentată de un generator normalizat avînd  $R_g = 1 \Omega$  este :

$$p(j\omega) = \frac{1 - Z_{11}}{1 + Z_{11}}, \quad (5.37)$$

și impedanța de intrare este :

$$Z_{11} = \frac{1 - p(j\omega)}{1 + p(j\omega)}. \quad (5.38)$$

S-au studiat funcții de transfer  $|t(j\omega)|^2$  pentru diferite tipuri\* de filtre (de exemplu  $\frac{1}{1 + \omega^{2n}}$  pentru filtrul Butterworth), în care  $n$  este

\* Tipuri des întîlnite sînt Butterworth, Cebîșev, Zolotarev (Cauer), Bessel etc., fiecare cu avantaje specifice.



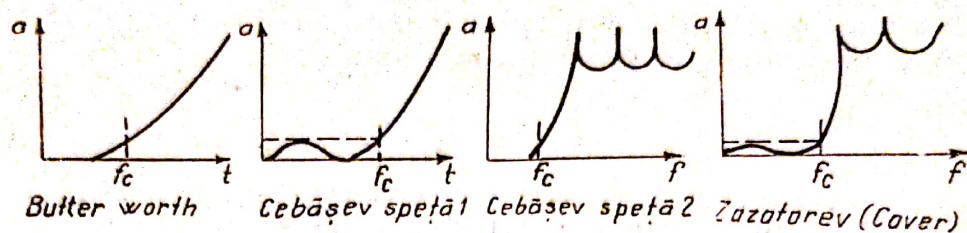


Fig. 5.35. Exemple de filtre trece jos cu parametri de lucru.

numărul reactanțelor din filtru; din relația (5.31) reiese coeficientul de reflexie a puterii  $|p(j\omega)|^2$  iar apoi, din relația (5.37), se obține impedanța de intrare  $Z_{11}$ . Se poate sintetiza prin dezvoltare în fracție continuă rețeaua practică (și valorile elementelor) ce realizează fizic pe  $Z_{11}$ . Procedeu este bine pus la punct pentru tipurile menționate de filtre (fig. 5.35).

De obicei se dau pentru fiecare (în tabele) elementele unui filtru trece jos prototip, din care se deduc elementele pentru filtre trece sus, trece bandă și oprește bandă.

Proiectarea se poate face foarte precis, cu coeficient de reflexie prestabilit, iar atenuarea rezultă din  $a = 10 \log_{10} |t(j\omega)|^2$ .

#### — REZUMAT —

- Filtrele electrice au bandă de trecere și de oprire și pot fi: trece jos, trece sus, trece bandă, oprește bandă.
- Filtrele cu parametri imagine sînt de tip  $K$  sau derivate  $m$ .
- Filtrele cu parametri de lucru se pot proiecta foarte exact.
- Există și filtre cu  $Q$  foarte bun (cu cuarț, magnetomecanice).



## CAPITOLUL 6

# CUADRIPOLI PASIVI UTILIZAȚI IN TELECOMUNICAȚII

## A. ATENUATOARE DE REGLAJ ȘI DE ADAPTARE

Atenuatorul este un cuadripol pasiv, format numai din rezistențe și care introduce atenuare dar fără defazaj. Puterea electrică la ieșirea sa este mai mică decât la intrare.

Atenuatoarele servesc la reglarea nivelurilor în echipamentele de telecomunicații și la adaptarea a două impedanțe succesive neegale.

### 1. ATENUATOARE DE REGLAJ

În figura 6.1 se arată tipurile uzuale de atenuatoare de reglaj  $T$ ,  $\pi$  sau  $T$  podit, în varianta neechilibrată (rezistențe serie numai în ramura  $12$  de sus, ramura  $1'2'$  de jos avînd continuitate directă). Există și variante echilibrate.

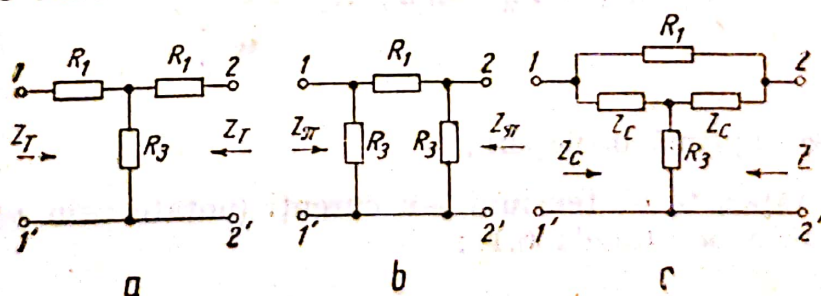


Fig. 6.1. Atenuatoare de reglaj :  
a - în  $T$  ; b - în  $\pi$  ; c - în  $T$  podit.



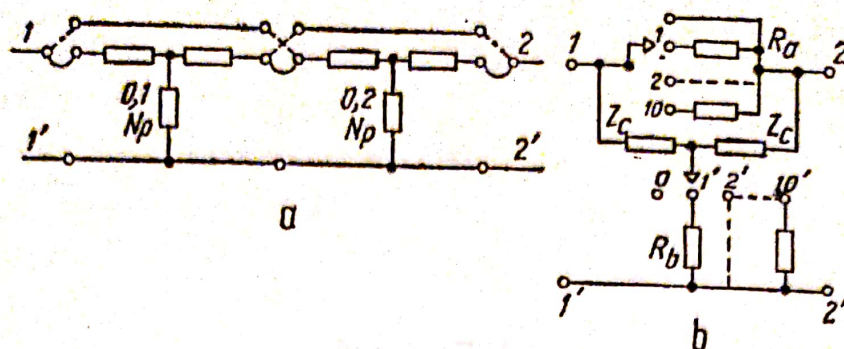


Fig. 6.2. Atenuatoare variabile în trepte :  
a — cu punți sudate ; b — cu comutator.

Atenuatoarele de reglaj au totdeauna schemă simetrică : impedanțele caracteristice la intrare bornele 11' — și la ieșire — bornele 22' — sînt egale.

De obicei atenuatoarele în  $T$  sau  $\pi$  se introduc în montaj prin punți sudate (fig. 6.2, a). Pentru atenuatoare cu multe trepte apropiate (0,1 Np sau 1 dB) se preferă schema în  $T$  podit, la care se variază numai două rezistențe și nu trei ca la schemele  $T$  și  $\pi$ . Poziția 0 a comutatorului (fig. 6.2.b) scurtcircuitază brațul serie și întrerupe brațul derivație, deci  $a = 0$ .

Există trei metode de calcul a atenuatoarelor :

- prin funcții hiperbolice. de exemplu pentru schema  $T$  :

$$R_1 = Z_T \cdot \operatorname{th} \frac{a}{2} ; R_3 = \frac{Z_T}{\operatorname{sh} a} , \quad (6.1)$$

iar pentru schema  $\pi$  :

$$R_1 = Z_\pi \cdot \operatorname{sh} a ; R_3 = \frac{Z_\pi}{\operatorname{tg} \frac{a}{2}} , \quad (6.2)$$

în care  $a$  se exprimă în neperi ;

- prin rapoarte de tensiuni sau curenți (notate prin  $n$ ) ce corespund atenuării  $a$  (tabela 6.1) :

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = e^a = n.$$



Coefficienții elementelor atenuatoarelor în T,  $\pi$  și T podit

TABELA 6.2

| Neperi | Decibeli | $\frac{R_1}{Z_T}$ | $\frac{R_2}{Z_T}$ | $\frac{R_1}{Z_\pi}$ | $\frac{R_2}{Z_\pi}$ | $\frac{R_1}{Z_c}$ | $\frac{R_2}{Z_c}$ |
|--------|----------|-------------------|-------------------|---------------------|---------------------|-------------------|-------------------|
| 0,05   | 0,5      | 0,025             | 20,0              | 0,050               | 40                  | 0,051             | 19,5              |
|        | 0,5      | 0,028             | 17,4              | 0,057               | 34,7                | 0,059             | 16,9              |
| 0,1    |          | 0,050             | 9,98              | 0,100               | 20                  | 0,105             | 9,52              |
|        | 1        | 0,057             | 8,66              | 0,115               | 17,3                | 0,122             | 8,20              |
| 0,2    |          | 0,100             | 4,97              | 0,201               | 10                  | 0,221             | 4,52              |
|        | 2        | 0,115             | 4,30              | 0,232               | 8,68                | 0,258             | 3,86              |
| 0,3    |          | 0,149             | 3,28              | 0,305               | 6,71                | 0,350             | 2,86              |
|        | 3        | 0,171             | 2,84              | 0,352               | 5,85                | 0,412             | 2,42              |
| 0,4    |          | 0,197             | 2,43              | 0,411               | 5,00                | 0,432             | 2,03              |
|        | 4        | 0,226             | 2,10              | 0,477               | 4,42                | 0,585             | 1,71              |
| 0,5    |          | 0,245             | 1,92              | 0,521               | 4,08                | 0,649             | 1,54              |
|        | 5        | 0,280             | 1,64              | 0,608               | 3,57                | 0,778             | 1,28              |
| 0,6    |          | 0,291             | 1,57              | 0,637               | 3,43                | 0,822             | 1,22              |
|        | 6        | 0,332             | 1,24              | 0,747               | 3,01                | 0,995             | 1,005             |
| 0,7    |          | 0,336             | 1,32              | 0,759               | 3,00                | 1,014             | 0,986             |
|        | 7        | 0,382             | 1,12              | 0,836               | 2,615               | 1,238             | 0,808             |
| 0,8    |          | 0,380             | 1,13              | 0,888               | 2,63                | 1,226             | 0,816             |
|        | 8        | 0,430             | 0,946             | 1,057               | 2,32                | 1,511             | 0,662             |
| 0,9    |          | 0,422             | 0,974             | 1,027               | 2,36                | 1,46              | 0,685             |
|        | 9        | 0,476             | 0,812             | 1,231               | 2,10                | 1,818             | 0,550             |
| 1,0    |          | 0,462             | 0,851             | 1,175               | 2,16                | 1,718             | 0,582             |
|        | 10       | 0,519             | 0,703             | 1,422               | 1,93                | 2,161             | 0,463             |
| 1,1    |          | 0,501             | 0,749             | 1,336               | 2,08                | 2,00              | 0,500             |
|        | 11       | 0,560             | 0,612             | 1,633               | 1,785               | 2,55              | 0,392             |
| 1,2    |          | 0,537             | 0,663             | 1,509               | 1,86                | 2,32              | 0,431             |
|        | 12       | 0,598             | 0,536             | 1,864               | 1,672               | 2,98              | 0,336             |
| 1,3    |          | 0,572             | 0,589             | 1,698               | 1,74                | 2,67              | 0,375             |
|        | 13       | 0,634             | 0,467             | 2,141               | 1,58                | 3,47              | 0,288             |
| 1,4    |          | 0,604             | 1,904             | 1,655               | 1,655               | 3,06              | 0,327             |
|        | 14       | 0,668             | 0,416             | 2,404               | 1,497               | 4,01              | 0,249             |
| 1,5    |          | 0,635             | 0,470             | 2,129               | 1,576               | 3,48              | 0,287             |
|        | 15       | 0,698             | 0,367             | 2,725               | 1,433               | 4,62              | 0,216             |
| 1,6    |          | 0,664             | 0,421             | 2,376               | 1,506               | 3,95              | 0,253             |
|        | 16       | 0,726             | 0,325             | 3,077               | 1,377               | 5,31              | 0,188             |
| 1,7    |          | 0,691             | 0,378             | 2,646               | 1,447               | 4,47              | 0,224             |
|        | 17       | 0,752             | 0,288             | 3,472               | 1,33                | 6,08              | 0,164             |
| 1,8    |          | 0,716             | 0,340             | 2,942               | 1,392               | 5,05              | 0,198             |
|        | 18       | 0,776             | 0,256             | 3,909               | 1,29                | 6,94              | 0,144             |
| 1,9    |          | 0,740             | 0,306             | 3,268               | 1,351               | 5,69              | 0,176             |
|        | 19       | 0,798             | 0,227             | 4,401               | 1,253               | 7,91              | 0,126             |
| 2,0    |          | 0,762             | 0,276             | 3,627               | 1,312               | 6,39              | 0,157             |
|        | 20       | 0,818             | 0,202             | 4,947               | 1,222               | 8,99              | 0,111             |
| 2,5    |          | 0,848             | 0,165             | 6,050               | 1,179               | 11,48             | 0,089             |
|        | 25       | 0,893             | 0,113             | 8,833               | 1,120               | 16,72             | 0,0598            |
| 3,0    |          | 0,905             | 0,100             | 10,02               | 1,148               | 19,09             | 0,052             |
|        | 30       | 0,936             | 0,063             | 15,78               | 1,065               | 30,59             | 0,033             |
| 3,5    |          | 0,941             | 0,0605            | 16,54               | 1,062               | 32,11             | 0,031             |
|        | 35       | 0,965             | 0,0556            | 28,11               | 1,036               | 55,24             | 0,018             |
| 4,0    |          | 0,964             | 0,0366            | 27,29               | 1,037               | 53,60             | 0,008             |
|        | 40       | 0,980             | 0,020             | 49,94               | 1,020               | 98,88             | 0,010             |
| 4,5    |          | 0,978             | 0,0222            | 45,00               | 1,022               | 89,02             | 0,011             |
|        | 45       | 0,989             | 0,0112            | 89,28               | 1,011               | 176,8             | 0,0057            |
| 5,0    |          | 0,987             | 0,0135            | 74,20               | 1,013               | 147,4             | 0,007             |
|        | 50       | 0,994             | 0,0063            | 158                 | 1,006               | 315               | 0,0032            |
| 5,5    |          | 0,992             | 0,0082            | 121,5               | 1,008               | 242               | 0,0041            |
|        | 55       | 0,996             | 0,0035            | 281,7               | 1,004               | 561               | 0,0018            |
| 6,0    |          | 0,995             | 0,005             | 201,8               | 1,005               | 402,4             | 0,002             |
|        | 60       | 0,998             | 0,002             | 500                 | 1,002               | 997               | 0,001             |



TABELA 6.1  
Raportul tensiunilor și curenților, raportul puterilor ce corespund unităților de transmisie (neperi și decibeli)

| Neperi | Decibeli | Raport tensiuni și curenți | Raport puteri | Neperi | Decibeli | Raport tensiuni și curenți | Raport puteri | Neperi | Decibeli | Raport tensiuni și curenți | Raport puteri    |
|--------|----------|----------------------------|---------------|--------|----------|----------------------------|---------------|--------|----------|----------------------------|------------------|
| 0,02   |          | 1,0202                     | 1,0408        | 0,65   |          | 1,9155                     | 3,6693        | 1,8    |          | 6,0496                     | 36,598           |
| 0,04   | 0,2      | 1,0233                     | 1,0471        |        | 6,5      | 2,1123                     | 4,4762        |        | 18       | 7,9433                     | 63,096           |
|        |          | 1,0408                     | 1,0833        | 0,70   |          | 2,01375                    | 4,0582        | 1,9    |          | 6,6859                     | 44,702           |
| 0,06   | 0,4      | 1,0471                     | 1,0965        |        | 7,0      | 2,2387                     | 5,0119        |        | 19       | 8,9125                     | 79,433           |
|        |          | 1,0618                     | 1,1275        | 0,75   |          | 2,1170                     | 4,4817        | 2,0    |          | 7,3890                     | 54,398           |
| 0,08   | 0,6      | 1,0715                     | 1,1482        |        | 7,5      | 2,3742                     | 5,6239        |        | 20       | 10,000                     | 100,00           |
|        |          | 1,0833                     | 1,1735        | 0,80   |          | 2,2255                     | 4,9530        | 2,5    |          | 12,182                     | 148,41           |
| 0,10   | 0,8      | 1,0965                     | 1,2023        |        | 8        | 2,5119                     | 6,3096        |        | 25       | 17,722                     | 316,23           |
|        |          | 1,1052                     | 1,2214        | 0,85   |          | 2,3396                     | 5,4739        | 3,0    |          | 20,086                     | 403,43           |
| 0,15   | 1,0      | 1,1220                     | 1,2589        |        | 8,5      | 2,6620                     | 7,0810        |        | 30       | 31,623                     | 1 000,0          |
|        |          | 1,1618                     | 1,3499        | 0,90   |          | 2,4596                     | 6,0496        | 3,5    |          | 33,115                     | 1 096,6          |
| 0,20   | 1,5      | 1,1886                     | 1,4129        |        | 9        | 2,8184                     | 7,9433        |        | 35       | 56,245                     | 3 162,3          |
|        |          | 1,2214                     | 1,4918        | 0,95   |          | 2,5857                     | 6,6859        | 4,0    |          | 54,598                     | 2 981,0          |
| 0,25   | 2        | 1,2589                     | 1,5849        |        | 9,5      | 2,9844                     | 8,9187        |        | 40       | 100,00                     | 10 <sup>4</sup>  |
|        |          | 1,2840                     | 1,6487        | 1,0    |          | 2,7183                     | 7,3890        | 4,5    |          | 90,017                     | 8 103,1          |
| 0,30   | 2,5      | 1,3336                     | 1,7788        |        | 10       | 3,1623                     | 10,000        |        | 45       | 177,8                      | 31 623           |
|        |          | 1,3499                     | 1,8220        | 1,1    |          | 3,0042                     | 9,0250        | 5,0    |          | 148,41                     | 22 026           |
| 0,35   | 3        | 1,4125                     | 1,9953        |        | 11       | 3,5481                     | 12,5890       |        | 50       | 316,23                     | 10 <sup>5</sup>  |
|        |          | 1,4191                     | 2,0137        | 1,2    |          | 3,3201                     | 11,023        | 6,0    |          | 403,43                     | 163 410          |
| 0,40   | 3,5      | 1,4962                     | 2,2387        |        | 12       | 3,9811                     | 15,849        |        | 60       | 1 000                      | 10 <sup>6</sup>  |
|        |          | 1,4918                     | 2,2255        | 1,3    |          | 3,6693                     | 13,464        | 7,0    |          | 1 096,6                    | 11 076,10        |
| 0,45   | 4        | 1,5849                     | 2,5119        |        | 13       | 4,4668                     | 19,953        |        | 70       | 3 162,3                    | 10 <sup>7</sup>  |
|        |          | 1,5683                     | 2,4596        | 1,4    |          | 4,0582                     | 16,445        | 8,0    |          | 2 981,0                    | —                |
| 0,50   | 4,5      | 1,6788                     | 2,8184        |        | 14       | 5,0119                     | 25,119        |        | 80       | 10 000                     | 10 <sup>8</sup>  |
|        |          | 1,6487                     | 2,7183        | 1,5    |          | 4,4817                     | 20,085        | 9,0    |          | 8 103,1                    | —                |
| 0,55   | 5        | 1,7783                     | 3,1623        |        | 15       | 5,6234                     | 31,623        |        | 90       | 31 623                     | 10 <sup>9</sup>  |
|        |          | 1,7332                     | 3,0004        | 1,6    |          | 4,9530                     | 24,533        | 10     |          | 22 026                     | —                |
| 0,60   | 5,5      | 1,8836                     | 3,5481        |        | 16       | 6,3096                     | 39,811        |        | 100      | 100 000                    | 10 <sup>10</sup> |
|        |          | 1,8220                     | 3,3201        | 1,7    |          | 5,4739                     | 29,694        |        |          |                            |                  |
|        | 6        | 1,9953                     | 3,9811        |        | 17       | 7,0795                     | 50,119        |        |          |                            |                  |



Valorile elementelor atenuatoarelor în  $T$  sînt :

$$R_1 = Z_T \cdot \frac{n-1}{n+1}; \quad R_3 = Z_T \cdot \frac{2n}{n^2-1}, \quad (6.3)$$

iar pentru celula în  $\pi$  :

$$R_1 = \frac{Z_\pi(n^2-1)}{2n}; \quad R_3 = Z_\pi \cdot \frac{n+1}{n-1}, \quad (6.4)$$

și pentru celula în  $T$  podit :

$$R_1 = Z_c(n-1); \quad R_3 = \frac{Z_c}{n-1}; \quad (6.5)$$

● prin coeficienții  $\frac{R_1}{Z_T}$  și  $\frac{R_3}{Z_T}$  la atenuatoarele  $T$ ,  $\frac{R_1}{Z_\pi}$  și  $\frac{R_3}{Z_\pi}$  pentru atenuatoare în  $\pi$ , respectiv  $\frac{R_1}{Z_c}$  și  $\frac{R_3}{Z_c}$  pentru atenuatoare în  $T$  podit (tabela 6.2). Valorile elementelor se obțin prin înmulțirea respectiv cu  $Z_\pi$ ,  $Z_T$  sau  $Z_c$ .

**Exemplu.** Să se calculeze un atenuator în  $T$  avînd  $Z_T = 150 \, \Omega$  și  $a = 0,7 \text{ Np}$  :

$$R_1 = Z_T \cdot \text{th} \frac{a}{2} = 150 \cdot \text{th} \frac{0,7}{2} = 150 \cdot 0,336 = 50,4 \, \Omega;$$

$$R_3 = \frac{Z_T}{\text{sh} a} = \frac{150}{\text{sh} 0,7} = \frac{150}{0,758} = 198 \, \Omega.$$

Din rapoartele de tensiuni (tabela 6.1 și relațiile 6.3) reies pentru  $n = e^a = e^{0,7} = 2,01$  :

$$R_1 = Z_T \cdot \frac{n-1}{n+1} = 150 \cdot \frac{2,01-1}{2,01+1} = 50,4 \, \Omega;$$

$$R_3 = Z_T \cdot \frac{2n}{n^2-1} = 150 \cdot \frac{2 \cdot 2,01}{(2,01)^2-1} = 198 \, \Omega.$$

Mai rapidă este utilizarea tabeli 6.2. Pentru schema în  $T$  și  $a =$

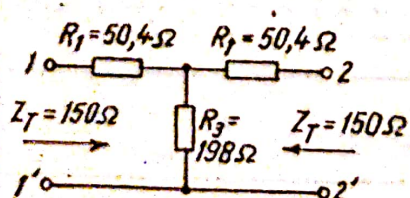


Fig. 6.3. Atenuator în  $T$  cu  $Z_T = 150$  și  $a = 0,7 \text{ Np}$ .

$$= 0,7 \text{ Np, se citesc } \frac{R_1}{Z_T} = 0,336 \text{ și } \frac{R_3}{Z_T} = 1,32 :$$

$$R_1 = 0,336 Z = 0,336 \cdot 150 = 50,4 \, \Omega;$$

$$R_3 = 1,32 Z = 1,32 \cdot 150 = 198 \, \Omega.$$

Toate metodele au dat rezultate identice (fig. 6.3).



## 2. ATENUATOARE DE ADAPTARE

Atenuatoarele de adaptare au impedanțe imagine diferite la bornele 11' și 22'. Semicelula  $\Gamma$  (fig. 6.4) necesită atenuarea proprie minimă pentru trecerea de la impedanța imagine  $Z_{i1}$  la cea  $Z_{i2}$  (se presupune că  $Z_{i1} > Z_{i2}$ ):

$$a = \arg \operatorname{th} \sqrt{1 - \frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}} \text{ [Np]}, \quad (6.6)$$

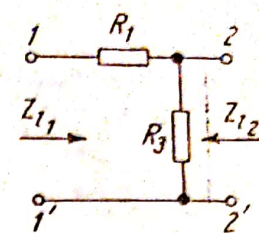


Fig. 6.4. Atenuator de adaptare în  $\Gamma$ .

în care  $\arg \operatorname{th}$  este argumentul tangentei hiperbolice și se ia din tabele.

Valorile elementelor sînt:

$$R_1 = \sqrt{Z_{i1}(Z_{i1} - Z_{i2})}; \quad R_3 = Z_{i2} \sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i1} - Z_{i2}}}. \quad (6.7)$$

**Exemplu.** Se cere un atenuator de adaptare între  $Z_{i1} = 600 \, \Omega$  și  $Z_{i2} = 150 \, \Omega$ .  
*Rezolvare.* Atenuarea necesară este:

$$a = \arg \operatorname{th} \sqrt{1 - \frac{Z_{i2}}{Z_{i1}}} = \arg \operatorname{th} \sqrt{1 - \frac{150}{600}} = \arg \operatorname{th} 0,868 = 1,32 \text{ Np}$$

Elementele semicelulei de adaptare sînt:

$$R_1 = \sqrt{Z_{i1}(Z_{i1} - Z_{i2})} = \sqrt{600(600 - 150)} = 520 \, \Omega;$$

$$R_3 = Z_{i2} \sqrt{\frac{Z_{i1}}{Z_{i1} - Z_{i2}}} = 150 \sqrt{\frac{600}{600 - 150}} = 173 \, \Omega.$$

## B. EGALIZOARE DE ATENUARE

Egalizoarele sînt cuadripoli pasivi a căror caracteristică de atenuare în funcție de frecvență compensează pe cea a altui cuadripol. Atenuarea însumată a cuadripolului și a egalizorului este o mărime constantă în domeniul frecvențelor de lucru:

$$a_{\text{total}} = a_{\text{cuadripol}} + a_{\text{egalizor}} = \text{const.}$$

De exemplu (fig. 6.5) atenuarea unei linii aeriene crește cu frecvența. Atenuarea egalizorului său trebuie să scadă cu frecvența.



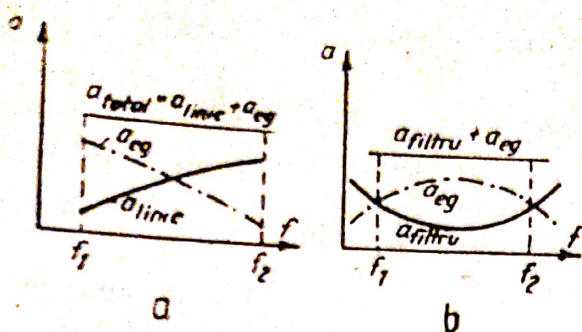


Fig. 6.5. Atenuarea necesară a egalizorului pentru linii (a) și pentru filtru de bandă (b).

Un filtru de bandă are atenuări mai mari spre marginile benzii de trecere, atenuarea egalizorului său va scădea spre margini.

Egalizorul introduce o atenuare suplimentară mărind atenuarea totală. Aceasta devine însă independentă de frecvență și poate fi compensată ușor prin amplificatoare.

Egalizoarele au impedanță caracteristică rezistivă și constantă în domeniul frecvențelor de lucru. Schemele lor conțin dipoli inverși  $Z_1$  și  $Z_2$ , ce îndeplinesc condiția:

$$Z_1 Z_2 = R^2 = ct. \quad (6.8)$$

Se realizează ca semicelule  $\Gamma$  sau celule  $T$  podit. Semicelula  $\Gamma$  este mai simplă, dar nu permite adaptarea decât la o singură extremitate, deoarece impedanța sa este constantă și rezistivă la o singură pereche de borne (structură iterativă). Impedanța de intrare  $Z_{in1}$  măsurată la bornele 11' (fig. 6.6, a) este egală cu  $R$ , dacă bornele 22' sînt terminate pe o rezistență  $R$ .

În figura 6.6, b impedanța de intrare  $Z_{in2}$ , măsurată la bornele 22' este egală cu  $R$ , dacă bornele 11' sînt terminate pe o rezistență  $R$ . Aceste două variante de semicelulă  $\Gamma$  sînt echivalente și au aceeași atenuare de inserție:

$$a_{eg} = \ln \left| 1 + \frac{Z_1}{R} \right|. \quad (6.9)$$

Cînd impedanțele generatorului și sarcinii sînt egale cu  $R$ , atenuarea de inserție se confundă cu atenuarea de lucru.

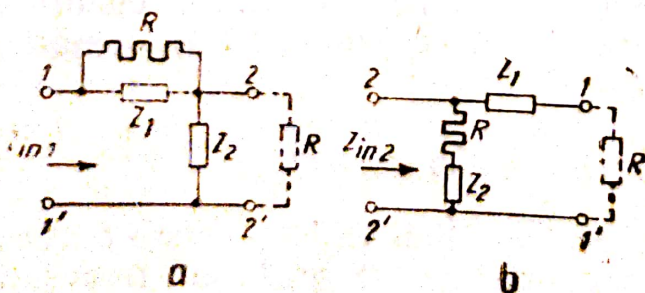


Fig. 6.6. Semicelulă  $\Gamma$  de egalizor:  
a - cu impedanță constantă la bornele 11';  
b - cu impedanță constantă la bornele 22'.



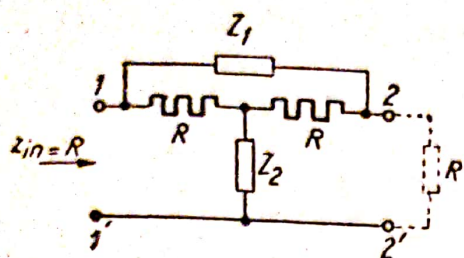


Fig. 6.7. Egalizor în T podit.

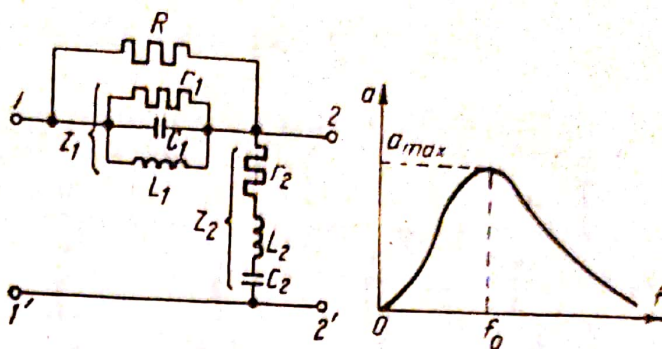


Fig. 6.8. Egalizor  $\Gamma$  cu atenuare maximă la frecvența  $f_0$ .

Atenuarea celulei simetrice de egalizor în T podit (fig. 6.7) corespunde tot relației (6.9). Impedanța de intrare la oricare extremitate este egală cu  $R$ , dacă bornele opuse sînt terminate pe o rezistență  $R$ .

Dacă atenuarea egalizorului trebuie să scadă cu frecvența și se alege schema din figura 6.8, se folosește porțiunea din curba de atenuare de după frecvența  $f_0$  de atenuare maximă. Pentru schema din figura 6.9 se folosește porțiunea din curba de atenuare de sub frecvența de atenuare maximă  $f_0$ .

Dipolul  $Z_1$  este format (fig. 6.10) din rezistența  $r_1$  în paralel cu reactanța  $X_1$  (un condensator, un circuit rezonant sau o structură mai complicată). Dipolul invers  $Z_2$  este format din rezistența  $r_2$  în serie cu reactanța  $X_2$  (o inductanță, un circuit rezonant sau o structură mai complicată).

La egalizoarele variabile se poate schimba panta caracteristicii de atenuare, spre a egaliza diverse lungimi de circuit aerian sau în cablu. Se pot de exemplu înseria mai multe celule elementare, avînd diferite pante de egalizare.

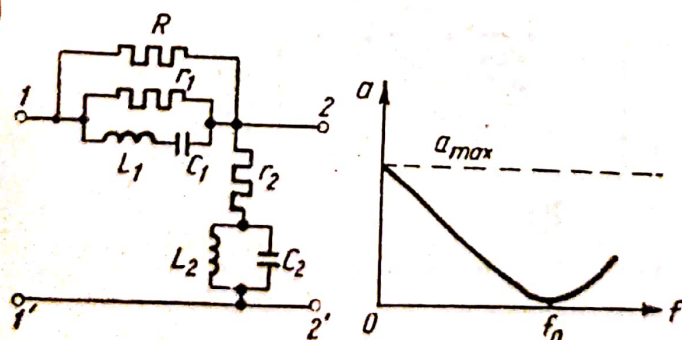


Fig. 6.9. Egalizor  $\Gamma$  cu atenuare miinimă la frecvența  $f_0$ .

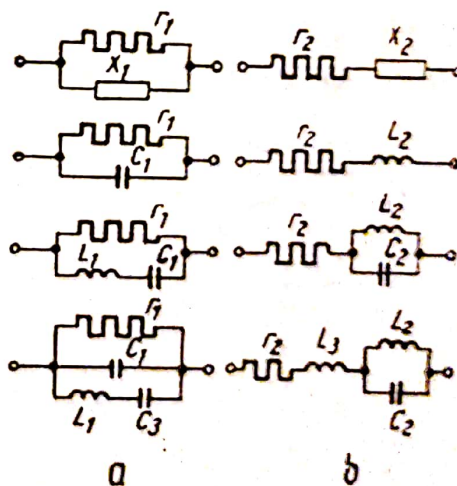


Fig. 6.10. Structura impedanțelor inverse :  
a — dipolul  $Z_1$ ; b — dipolul  $Z_2$ .



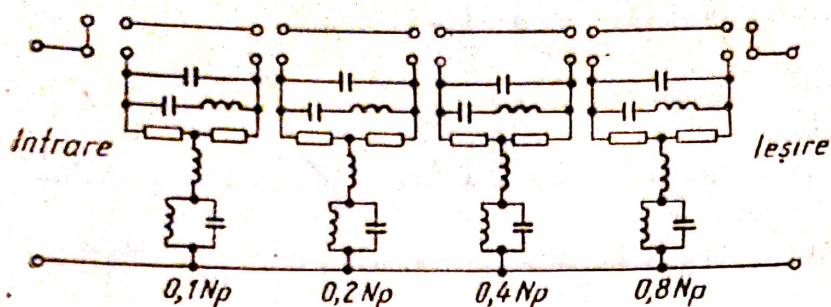


Fig. 6.11. Egalizor cu 4 celule cu schimbarea pantei prin conexiuni sudate.

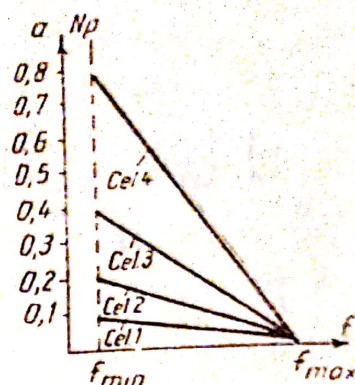


Fig. 6.12. Curbele egalizorului cu 4 celule din figura 6.11.

Astfel (fig. 6.11), cu 4 celule avînd panta de egalizare respectiv de 0,1; 0,2; 0,4 și 0,8  $Np$  se pot obține pante între 0 și 1,5  $Np$ , în trepte de 0,1  $Np$ . Înserierea celulelor se face ca la atenuatoare prin însumarea pantelor fiecăreia (fig. 6.12).

Se poate varia panta de egalizare și schimbînd prin punți sudate elementele egalizorului: inductanțele au prize, iar capacitățile se pun în serie sau în paralel (fig. 6.13).

O variantă modernă este egalizorul tip Bode (fig. 6.14, a). Variînd concomitent numai două rezistențe se obține un fascicol (evantai) de curbe de egalizare, pivotînd în jurul unei frecvențe  $f_0$  din interiorul benzii utile (fig. 6.14, b). Atenuarea reziduală ( $a_2$ , respectiv  $a_3$ ) este însă mare pentru curbele de egalizare cu pantă redusă (2 și 3), deoarece proiectarea egalizorului s-a făcut plecînd de la panta maximă 1.

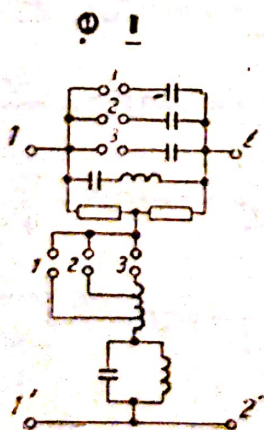


Fig. 6.13. Egalizor variabil avînd inductanță cu prize și capacități comutabile.

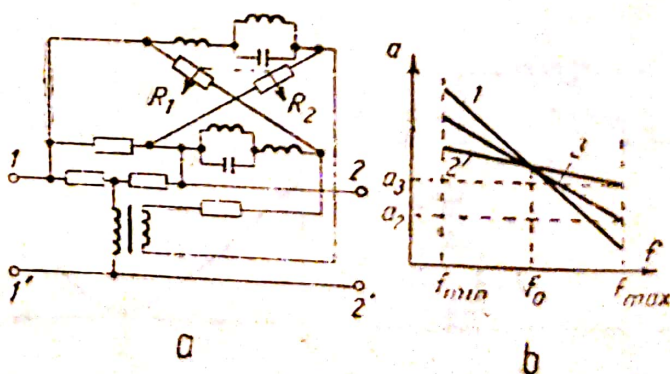


Fig. 6.14. Egalizorul tip Bode :  
a - schema de principiu ; b - curbele de egalizare.



## C. CORECTOARE DE FAZĂ

Orice cuadripol cu constante concentrate (filtru, egalizor, amplificator) sau distribuite (linie aeriană sau cablu) are o atenuare  $a$  și o defazare  $b$ .

Dacă defazarea circuitului nu crește liniar cu frecvența, fazele relative ale componentelor, cu frecvențe diferite ale semnalului complex (convorbire, televiziune) vor fi altele la ieșirea circuitului față de începutul său. Forma însumată a semnalului complex se va deforma după trecerea prin circuit. Astfel, dacă armonica a doua, aflată în fază cu fundamentală (fig. 6.15, *a*) la începutul circuitului este decalată cu  $90^\circ$  față de fundamentală la ieșire, semnalul complex se schimbă considerabil (fig. 6.15, *b*).

Liniaritatea caracteristicii de fază se apreciază prin timpul de propagare de grup:

$$\tau = \frac{\Delta b}{\Delta \omega}, \quad (6.10)$$

în care  $\Delta b$  arată variația dintre fazele unei oscilații de pulsație  $\omega$  la intrarea și ieșirea circuitului, iar  $\Delta \omega$  este un interval foarte mic în jurul frecvenței  $\omega$ . Cum CCITT a fixat limite pentru diferențele de timp de propagare de grup  $\Delta \tau = \tau_{max} - \tau_{min}$  în interiorul benzii utile de frecvențe (produse mai ales de filtrele cu pantă abruptă), sînt deseori necesare corectoare de fază.

CCITT admite variații mai mari pentru circuite telefonice, urechea nepercepînd distorsiunile de fază; toleranțele admise sînt mai mici pentru televiziune și transmisii de date. Prin însumarea caracteristicii de fază a corectorului și a circuitului, se reduc la limite admisibile valorile  $\Delta \tau$ .

O schemă simplă de corector de fază este cea în  $X$  (fig. 6.16): brațele serie sînt inductanțe iar brațele derivație capacități. În figura

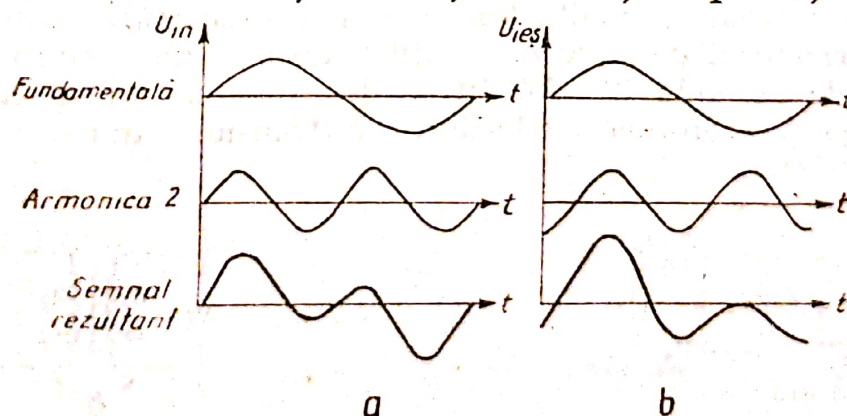


Fig. 6.15. Cum se produc distorsiunile de fază:

*a* — semnalul complex și componentele sale la începutul circuitului; *b* — la sfîrșitul circuitului.



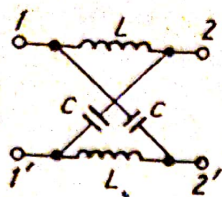


Fig. 6.16. Schema corectorului de fază.

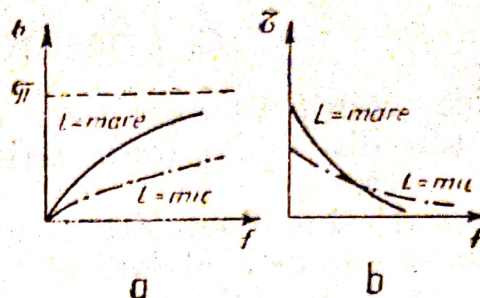


Fig. 6.17. Unghiul de fază (a) și timpul de propagare de grup (b) al corectorului de fază.

6.17, *a* se arată variația fazei acestui corector pentru două valori diferite ale inductanței, iar în figura 6.17, *b* timpul de propagare corespunzător.

## D. TRANSFORMATORUL DE BANDĂ LARGĂ

Transformatorul conține cel puțin două înfășurări din sîrmă izolată, bobinate pe un miez cu permeabilitate magnetică ridicată: tole din ferosiliciu eventual permalloy sau miezuri compacte din ferită.

Cu cît tolele sînt mai subțiri, pierderile în miez sînt mai mici, chiar la frecvențe mai mari. Feritele avînd rezistență specifică mare de volum, se comportă cel mai bine la frecvențe înalte.

În telecomunicații, transformatorul adaptează impedanțele porțiunilor succesive de circuit, spre a realiza transferul maxim de putere între ele. Pentru a extrage maximul de putere de la sursa de semnal și a o transmite optim spre un receptor, impedanța liniei trebuie să fie egală (adaptată) cu impedanța sursei de semnal și a receptorului (fig. 6.18).

Transformatorul de telecomunicații realizează și separarea galvanică a circuitului, oprind trecerea curentului continuu și a tensiunilor nedorite induse din rețelele de înaltă tensiune sau descărcări atmosferice.

Transformatorul de telecomunicații transmite un spectru larg de frecvențe (de exemplu 12—252 kHz), deci este un transformator de bandă largă. Transformatoarele de forță transmit numai frecvența rețelei (50 Hz).

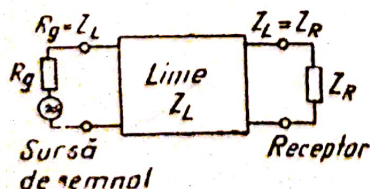


Fig. 6.18. Principiul adaptării impedanțelor.

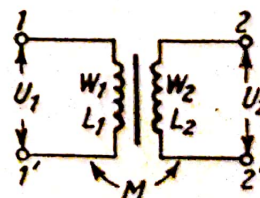


Fig. 6.19. Schema de principiu a transformatorului ideal.



Transformatorul ideal (fig. 6.19) nu are pierderi de flux magnetic iar înfășurările au rezistență nulă și inductanță infinită. Puterea  $U_1 I_1$  aplicată în primar se transferă integral în secundar ca  $U_2 I_2$ . Dacă primarul are  $W_1$  spire, tensiunea  $U_1$  și curentul  $I_1$ , iar secundarul are  $W_2$  spire, tensiunea indusă  $U_2$  și curentul  $I_2$ , raportul de transformare  $n$  este :

$$n = \frac{W_2}{W_1}. \quad (6.11)$$

Raportul de transformare este proporțional cu raportul tensiunii din secundar către cea din primar și invers proporțional cu raportul curentului din primar către cel din secundar :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{I_1}{I_2}. \quad [(6.12)]$$

Închizînd bornele 22' ale secundarului pe o impedanță de sarcină  $Z_s$ , se măsoară la bornele de intrare 11' o impedanță de intrare :

$$Z'_s = Z_{11'} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2/n}{n I_2} = \frac{U_2/I_2}{n^2} = \frac{Z_s}{n^2}, \quad [(6.13)]$$

deoarece :

$$U_1 = \frac{U_2}{n}; \quad I_1 = n I_2 \text{ și } \frac{U_2}{I_2} = Z_s.$$

Impedanța măsurată la bornele primarului este egală cu impedanța caracteristică conectată în secundar, împărțită la pătratul raportului de transformare.

Dacă  $Z_1$  și  $Z_2$  sînt (fig. 6.20) două impedanțe ce trebuie adaptate ( $Z_1$  la bornele 11' și  $Z_2$  la bornele 22') trebuie ca transformatorul de adaptare să aibă raportul de transformare :

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}}. \quad (6.14)$$

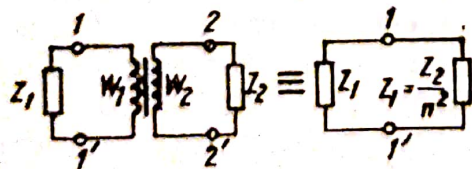


Fig. 6.20. Adaptarea de impedanțe prin transformator.

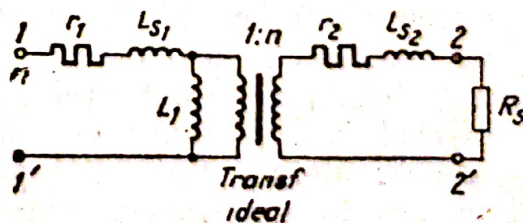


Fig. 6.21. Schema echivalentă a transformatorului de bandă largă cu sarcină rezistivă.



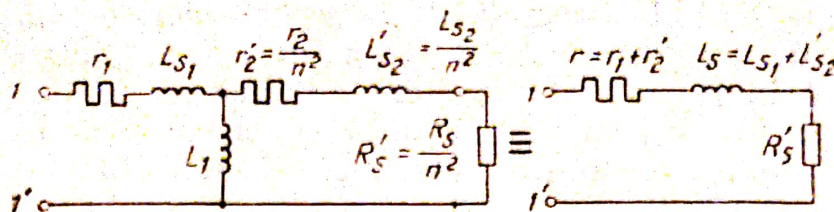


Fig. 6.22. Schema echivalentă a transformatorului de bandă largă raportată la primar.

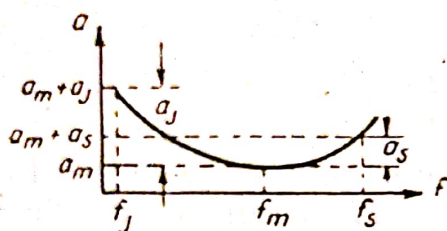


Fig. 6.23. Atenările introduse de transformatorul de bandă largă la frecvențe medii, joase și înalte.

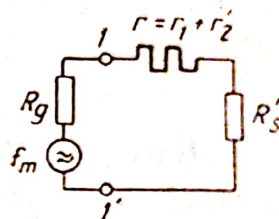


Fig. 6.24. Schema echivalentă la frecvențele medii.

Transformatoarele reale au schemă mai complicată (fig. 6.21) decât transformatorul ideal, deoarece:

- rezistențele  $r_1$  și  $r_2$  ale înfășurărilor nu sînt nule;
- inductanțele înfășurărilor au mărime finită;
- cuplajul magnetic imperfect dintre primar și secundar produce în serie cu cele două înfășurări inductanțele de scăpări  $L_{s1}$  și  $L_{s2}$ .

Schema echivalentă se simplifică (fig. 6.22) dacă se raportează toate elementele sale la înfășurarea primară prin relația (6.13). Se consideră separat (fig. 6.23) comportarea transformatorului real la frecvențele medii  $f_m$  ale benzii transmise, la frecvențele superioare  $f_s$  și la frecvențele joase  $f_j$ .

La frecvențele medii  $f_m$ , reactanța  $\omega_m \cdot L_s$  a inductanței de scăpări  $L_s$  este mică, deci efectul său de divizare serie este neglijabil. Reactanța  $\omega_m L_1$  a inductanței primarului este foarte mare ( $L_1 \gg L_s$ ) deci efectul său de șuntare asupra sarcinii este tot neglijabil. În schema echivalentă (fig. 6.21) pentru frecvențe medii se poate deci scurtcircuita inductanța de scăpări și omite inductanța primarului. Schema se reduce (fig. 6.24) la rezistența  $R_g$  a generatorului, rezistența însumată a înfășurărilor  $r = r_1 + r_2/n^2$  și la rezistența de sarcină raportată la primar  $R_s' = R_s/n^2$ .



Atenuarea introdusă de rezistența  $r$  a înfășurărilor la frecvențe medii este :

$$a_m = \ln \left| 1 + \frac{r}{R_g + R'_s} \right|. \quad (6.15)$$

La funcționare adaptată,  $R_g = R'_s$ .

Pentru a nu introduce o atenuare mai mare decât  $a_{med}$ , valoarea maximă a rezistenței înfășurărilor este :

$$r_{max} = r_1 + \frac{r_2}{n^2} \leq (R_g + R'_s)(e^{a_{med}} - 1). \quad (6.16)$$

Practic, rezistența primarului și rezistența raportată a secundarului se iau egale :

$$r_1 = \frac{r_2}{n^2} = \frac{r_{max}}{2}.$$

La frecvențele joase, reactanța  $\omega_j L_s$  a impedanței de scăpări este și mai mică, deci se neglijează în continuare. În schimb reactanța  $\omega_j L_1$  a inductanței primarului scade și efectul său de șuntare trebuie luat în seamă (fig. 6.25). Față de acest efect, se neglijează rezistența înfășurărilor. Atenuarea introdusă la frecvențele joase de inductanță finită  $L_1$  a primarului este :

$$a_j = \frac{1}{2} \ln \left| 1 + \frac{R_e^2}{\omega_j^2 L_1^2} \right|, \quad (6.17)$$

în care  $R_e = \frac{R_g \cdot R'_s}{R_g + R'_s}$  este rezistența echivalentă la frecvențe joase,

iar  $e = E \frac{R'_s}{R_g + R'_s}$  este tensiunea echivalentă.

Dacă transformatorul lucrează adaptat, se ia  $R_g = R'_s$ .

Cu cât pulsația  $\omega_j = 2\pi f_j$  este mai coborîță și  $L_1$  mai mic, cu atât atenuarea crește. Spre a nu depăși o valoare admisibilă  $a_j$  a atenuării la frecvențe joase, valoarea minimă a inductanței  $L_1$  a primarului se ia :

$$\begin{aligned} L_1 &\geq \frac{R_e}{\omega_j \sqrt{e^{2a_j} - 1}} = \\ &= \frac{R_g \cdot R'_s}{\omega_j (R_g + R'_s) \sqrt{e^{2a_j} - 1}}. \end{aligned} \quad (6.18)$$

Cu cât trebuie transmisă o frecvență  $\omega_j$  mai coborîță, este necesară o inductanță mai mare  $L_1$  a primarului.

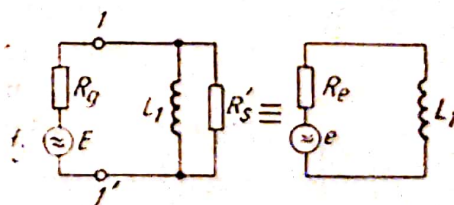


Fig. 6.25. Schema echivalentă la frecvențe joase.



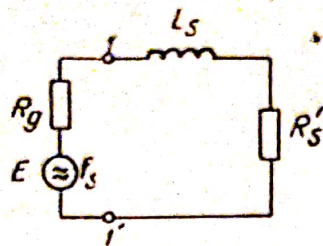


Fig. 6.26. Schema echivalentă la frecvențe superioare.

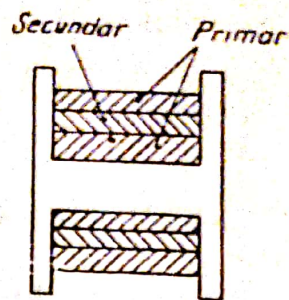


Fig. 6.27. Intrețeserea înfășurărilor transformatorului.

La frecvențele superioare se neglijează efectul de șuntare al inductanței primarului dar reactanța  $\omega_s \cdot L_s$  a inductanței de scăpări devine comparabilă cu rezistența de sarcină reflectată (fig. 6.26). Atenuarea suplimentară la frecvența limită superioară este:

$$a_s = \frac{1}{2} \ln \left| 1 + \frac{\omega_s^2 L_s^2}{(R_g + R'_s)^2} \right|. \quad (6.19)$$

Dacă transformatorul lucrează adaptat, se ia  $R_g = R'_s$ .

Cu cât pulsația limită superioară  $\omega_s = 2\pi f_s$  și inductanța de scăpări  $L_s$  sînt mai mari, atenuarea suplimentară crește.

Raportul dintre inductanța de scăpări  $L_s$  și inductanța primarului  $L_1$  se numește coeficient de scăpări magnetice și are valoarea  $\sigma = \frac{L_s}{L_1} \simeq 1\%$ .

Pentru a nu depăși o atenuare suplimentară  $a_s$ , valoarea maximă a coeficientului de scăpări este:

$$\sigma \leq \frac{R_g + R'_s}{\omega_s \cdot L_1} \sqrt{e^{2a_s} - 1} \quad (6.20)$$

Dacă rezultă  $\sigma < 1\%$ , se vor întrețese înfășurările transformatorului, adică una din înfășurări se împarte (fig. 6.27) în două jumătăți, între care se intercalează cealaltă înfășurare.

**Exemplu.** Se cere un transformator de adaptare între o linie aeriană cu impedanță  $Z_1 = R_g = 600 \, \Omega$  și un cablu interurban cu  $Z_2 = R_s = 150 \, \Omega$ . Banda transmisă este cuprinsă între  $f_j = 4 \, \text{kHz}$  și  $f_s = 150 \, \text{kHz}$ . Atenuările suplimentare admise sînt  $a_j = a_s = 0,02 \, \text{Np}$ .

**Rezolvare.** Raportul necesar de transformare este:

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \sqrt{\frac{Z_2}{Z_1}} = \sqrt{\frac{150}{600}} = 0,5.$$



Numărul de spire al secundarului va fi jumătate din cel al primarului.  
Transformatorul lucrează adaptat, deci  $R'_g = R_g$ .

Inductanța necesară a primarului este :

$$L_1 \geq \frac{R_g}{2\omega_j \sqrt{e^{2a_j} - 1}} = \frac{600}{2 \cdot 6,28 \cdot 3\,000 \sqrt{e^{2 \cdot 0,02} - 1}} = 0,08 \text{ H.}$$

Coeficientul admisibil de scăpări este :

$$\sigma \leq \frac{2R_g}{\omega_s \cdot L_1} \sqrt{e^{2as} - 1} = \frac{2 \cdot 600}{6,28 \cdot 150\,000 \cdot 0,08} \sqrt{e^{2 \cdot 0,02} - 1} = 0,32\%.$$

deci este necesară o întrețesere a înfășurărilor.

## E. BOBINA TRANSLATOARE

Este un transformator specific de frecvență vocală, servind la separarea galvanică a circuitelor spre stație, la adaptarea impedanțelor liniilor cu impedanțele echipamentelor și la realizarea circuitelor fantomă, prin prize mediane în primar și secundar.

Pentru adaptarea echipamentului de joasă frecvență din stație, ce are  $Z = 600\Omega$ , cu impedanța  $Z_L$  a liniei fizice, raportul necesar de transformare este  $n^2 = \frac{Z_L}{600}$ . Valori obișnuite sînt 1 : 1 (600 : 600  $\Omega$ ) ; 1 : 1,62 (600 : 970  $\Omega$ ) ; 1 : 2 (600 : 1 200  $\Omega$ ) și 2 : 1 (600 : 300  $\Omega$ ).

Bobina translatoare este un transformator de bandă largă, pentru frecvențe vocale (200 — 6 000  $\Omega$ ) și frecvențele de apel (17—50 Hz).

## F. AUTOTRANSFORMATORUL

Autotransformatorul adaptează impedanțele 600 : 150  $\Omega$  între o linie aeriană și un cablu interurban sau între echipamentul stației și cablul interurban. Autotransformatorul permite și trecerea curentului continuu, pentru măsurări de continuitate și izolament la cablu și linia aeriană.

Autotransformatorul are patru înfășurări egale (fig. 6.28, a). Linia aeriană sau echipamentul stației ( $Z_1 = 600 \Omega$ ) se conectează la bornele extreme 11' iar cablul interurban cu  $Z_2 = 150 \Omega$  la bornele 22'. Condensatorul  $C = 1 \dots 4 \mu\text{F}$  permite închiderea curenților vocali dar împiedică scurtcircuitarea circuitelor în curent continuu.



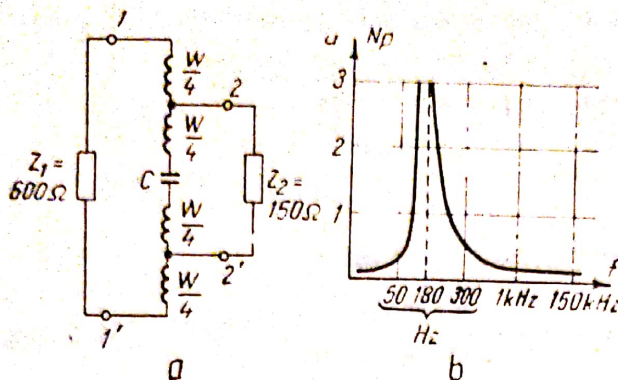


Fig. 6.28. Autotransformatorul de adaptare :

a - schema de conectare ; b - atenuarea.

Se realizează adaptarea celor două impedanțe, deoarece :

$$Z_1 = \left( \frac{W_{11'}}{W_{22'}} \right)^2 \cdot Z_2 = 4Z_2 = 4 \cdot 150 = 600 \Omega.$$

Între inductanța totală  $L$  a autotransformatorului și capacitatea de blocare  $C$  apare o rezonanță serie, deci aproape un scurtcircuit la frecvența respectivă (3—4  $N_p$  atenuare). Valorile  $L$  și  $C$  se aleg pentru rezonanță la circa 180 Hz (fig. 6.28, b), sub frecvența vocală minimă (300 Hz) și peste frecvența maximă de apel (50 Hz).

## G. TRANSFORMATORUL DIFERENȚIAL

Transformatorul diferențial realizează trecerea între linia de abonat (pe două fire) și echipamentele telefonice (repetoare vocale sau căi de curenți purtători) ce funcționează pe patru fire (cu sensuri separate de emisie și de recepție, cauzate de caracterul unidirecțional al dispozitivelor de amplificare actuale — tuburi sau tranzistoare). Împiedică însă cuplajul electric dintre sensul de recepție și cel de emisie.

Este un octopol (fig. 6.29) care admite trecerea puterii de

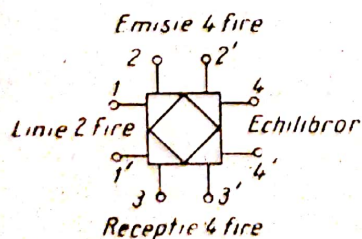


Fig. 6.29. Schema transformatorului diferențial.

la bornele 11' (linie 2 fire) sau 44' (echilibror) spre bornele 22' (emisia 4 fire) și 33' (recepție 4 fire). Este oprită trecerea de la bornele 33' (recepție 4 fire) la bornele 22' (emisie 4 fire), reprezentând prima echilibrare a transformatorului diferențial și de la bornele 11' la bornele 44' (a doua echilibrare).



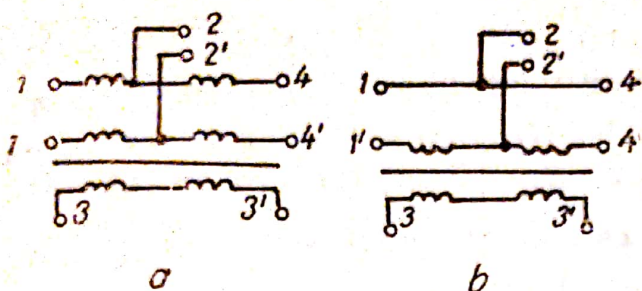


Fig. 6.30. Transformator diferențial simetric (a) și asimetric (b).

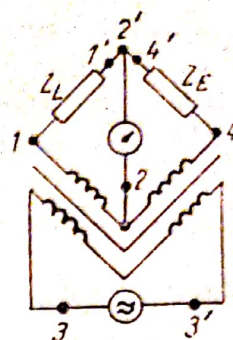


Fig. 6.31. Considerarea transformatorului diferențial cu o punte Wheatstone.

Transformatorul diferențial simetric (fig. 6.30, a) are două înfășurări egale și bobinate simetric, între bornele 14 și 1'4'. Bornele 2 și 2' corespund mijloacelor acestor înfășurări. A treia înfășurare este conectată la bornele 33'. Figura 6.30, b arată transformatorul diferențial asimetric.

În schema echivalentă de tip punte Wheatstone, curentul aplicat la bornele 33' trece prin inducție în înfășurările 12 și 24, ce formează două din brațele punții (fig. 6.31). Celelalte două brațe sînt impedanțele  $Z_L$  a liniei și  $Z_E$  a echilibrorului. Cum înfășurările 12 și 24 sînt prin construcție egale, dacă  $Z_L = Z_E$  puntea este echilibrată și  $a_{33'-22'} = \infty$ .

Din puterea aplicată la bornele 33' (recepție 4 fire) nu va trece deci nimic ( $a = \infty$ ) spre bornele 22' (emisie 4 fire). Puterea aplicată la bornele 33' se împarte egal între impedanțele (linie 2 fire) (11') și (echilibror) (44'). Reducerea puterii la jumătate reprezintă o atenuare de 0,35 Np:

$$a_{33'-11'} = a_{33'-44'} = 0,35 \text{ Np}. \quad (6.21)$$

Puterea aplicată la „linie 2 fire” (11') se împarte egal între impedanțele „emisie 4 fire” și „recepție 4 fire”, dar spre bornele „echilibror” nu trece nimic:

$$a_{11'-22'} = a_{11'-33'} = 0,35 \text{ Np}; \quad a_{11'-44'} = \infty, \quad (6.22)$$

dacă raportul de transformare  $n = \frac{W_{12} + W_{24}}{W_{33'}}$  are valoarea:

$$n = \sqrt{\frac{2 Z_L}{Z_{ec}}}. \quad (6.23)$$



în care  $Z_L$  este impedanța liniei și  $Z_{rec}$  impedanța conectată la bornele 33'.

Practic, coeficientul de neadaptare  $p$  apreciază gradul în care impedanța  $Z_E$  a echilibrului imită impedanța  $Z_L$  a liniei:

$$p = \left| \frac{Z_E - Z_L}{Z_E + Z_L} \right|. \quad (6.24)$$

Dacă  $Z_E \simeq Z_L$ , neadaptarea este foarte mică și:

$$p \ll 1,$$

iar atenuarea reală între bornele 33' și 22' este:

$$a_{33'-22'} = \ln \frac{2}{|p|} = \ln \left| \frac{Z_E + Z_L}{Z_E - Z_L} \right| + 0,7Np = a_e + 0,7, \quad (6.25)$$

în care  $a_e$  este atenuarea de echilibrare. Dacă  $Z_E = Z_L$ , atenuarea de echilibrare este infinită.

Figura 6.32 arată toate atenuările deduse.

**Notă.** Se utilizează și sistemul diferențial rezistiv (fig. 6.33), formînd tot o punte Wheatstone: brațele  $AD$  și  $DL$  sînt rezistențe egale de  $600 \Omega$ , celelalte brațe sînt:  $Z_L$ , respectiv  $Z_E$ . „Recepția 4 fire” se conectează la diagonală  $AB$ , iar „emisie 4 fire” la diagonală opusă  $CD$ . Condiția de echilibrare a punții este:

$$Z_E \cdot R_1 = Z_L \cdot R_2, \quad (6.26)$$

Cum  $R_1 = R_2 = 600 \Omega$ , condiția (6.26) se reduce la  $Z_L = Z_E$ , ca și la transformatorul diferențial. Atenuările între „linie 2 fire” și „emisie 4 fire” ca și între „recepție 4 fire” și „linie 2 fire” sînt însă mai mari, și anume  $0,7 Np$ .

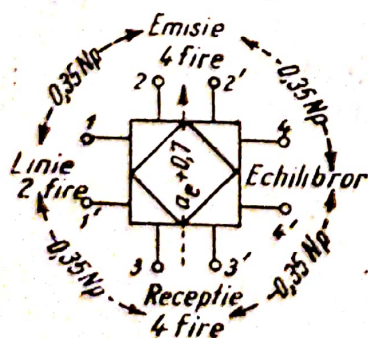


Fig. 6.32. Atenuările între bornele transformatorului diferențial.

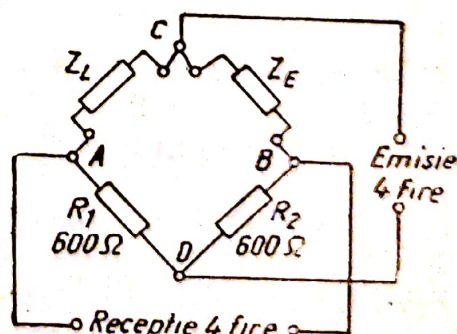


Fig. 6.33. Sistem diferențial rezistiv.



## REZUMAT

- Atenuatoare de reglaj : fixe ( $T$ ,  $\pi$  sau  $T$  podit) sau variabile (numai  $T$  podit).
- Atenuatoare de adaptare : semicelula  $\Gamma$  permite adaptarea cu atenuare minimă a două impedanțe diferite.
- Atenuarea în funcție de frecvență a egalizorului compensează pe cea a unui circuit sau filtru.
- Corectoarele de fază asigură trecerea nedistorsionată a unui semnal complex printr-un circuit cu timp de propagare inegal la diferite frecvențe.
- Transformatoarele de bandă largă asigură transmiterea cu amplitudine practic egală a unei benzi largi de frecvențe.
- Transformatorul diferențial separă sensul de emisie de cel de recepție la căile de sistem și repetoarele vocale, dacă impedanța echilibrului imită bine impedanța liniei.



## CAPITOLUL 7

### LINII ELECTRICE

Pe liniile electrice de transmisie se realizează legături telefonice, telegrafice, transmisii de programe radio și televiziune etc., pînă la frecvențe foarte înalte.

#### A. SCHEMA ECHIVALENTĂ A LINIEI ELECTRICE

Se presupune că un generator cu rezistență internă  $R_g$  aplică o tensiune  $U_0$  la intrarea unei linii omogene (identică pe toată lungimea sa  $l$ ), iar la capătul liniei se conectează impedanța de sarcină  $Z_s$  (fig. 7.1).

Conductoarele liniei au o rezistență electrică în funcție de diametrul, lungimea și natura lor. Trecerea curentului prin linie creează în jurul acesteia un câmp magnetic, deci linia prezintă și o inductanță proprie. Între conductoarele liniei ia naștere și o capacitate iar izolamentul imperfect (neinfinat) dintre conductoare produce între acestea o perditanță.

Linia fiind omogenă, fiecare kilometru va avea o rezistență spe-

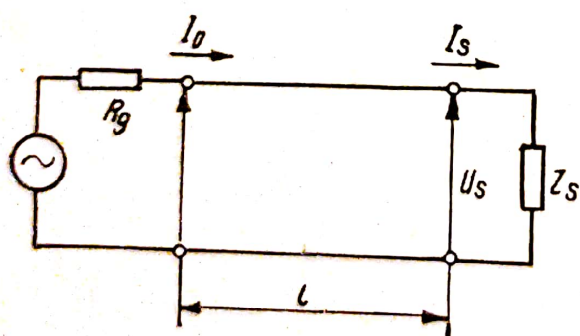


Fig. 7.1. Linie omogenă.

cifică  $R_0 = \frac{\Omega}{\text{km}}$ , o inductanță specifică  $L_0 = \frac{\text{H}}{\text{km}}$ , o capacitate specifică  $C_0 = \frac{\text{F}}{\text{km}}$  și o perditanță specifică  $G_0 = \frac{S^*}{\text{km}}$ . Deci linia electrică este un circuit cu parametri (elemente) distribuiți.

\* S (Siemens) este inversul rezistenței  $S = \frac{1}{\Omega}$ .



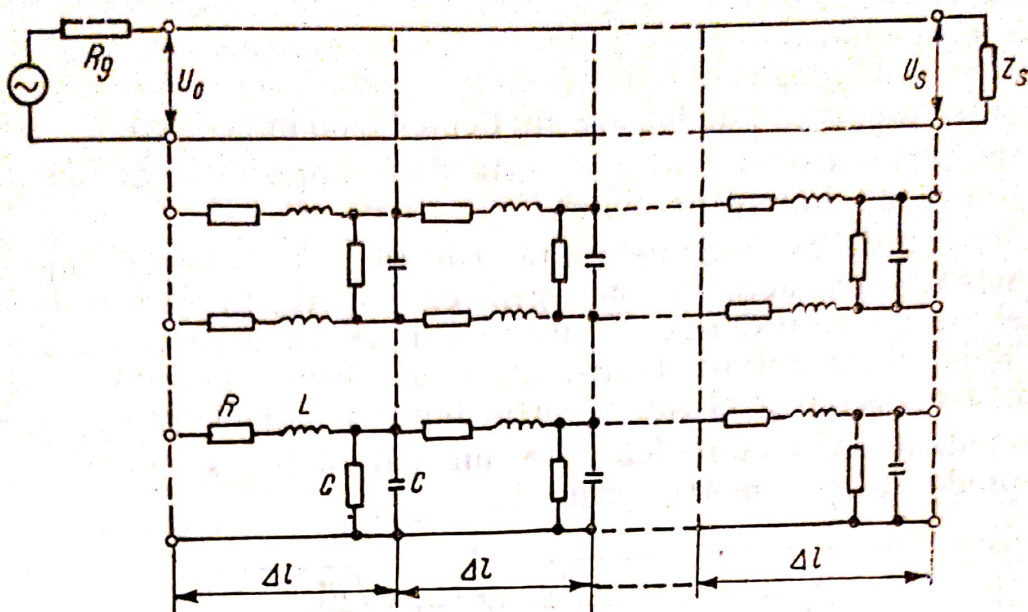


Fig. 7.2. Schema echivalentă a liniei omogene.

Aceste mărimi specifice sînt parametrii primari ai liniei omogene (constantele primare). În schema echivalentă (fig. 7.2) fiecare secțiune elementară  $\Delta l$  a liniei are o rezistență serie  $R = R_0 \cdot \Delta l$ , o inductanță serie  $L = L_0 \cdot \Delta l$ , o capacitate transversală  $C = C_0 \cdot \Delta l$  și o perditanță transversală  $G = G_0 \cdot \Delta l$ , care determină împreună comportarea electrică a liniei.

Linia se comportă ca un filtru trece jos: la frecvențe joase vor conta numai rezistența și perditanța, efectele inductanței și capacității fiind neglijabile. Atenuarea liniei este mică. Pe măsura creșterii frecvenței, reactanțele  $\omega L$  și  $\frac{1}{\omega C}$  produc efecte mai mari și atenuarea se mărește.

## B. IMPEDANȚA CARACTERISTICĂ

Pentru transmiterea semnalelor este importantă cunoașterea impedanței de intrare a liniei. Aceasta depinde de parametrii primari ai liniei ( $R_0$ ,  $L_0$ ,  $C_0$  și  $G_0$ ) dar și de impedanța  $Z_s$  a sarcinii. Impedanța de intrare este raportul dintre tensiunea la intrare și curentul la intrare, cu faza lor relativă. Curentul la intrare este suma curenților transversali elementari și a curentului prin  $Z_s$ .



Cu cât linia este mai lungă, numărul curenților elementari transversali crește, iar importanța curentului prin sarcină scade. Deci la o linie electrică lungă se poate neglija curentul prin sarcină sau altfel spus impedanța de intrare nu depinde de impedanța de sarcină.

Impedanța caracteristică  $Z_c$  este deci impedanța de intrare a liniei omogene infinit de lungi.

Pentru linii cu lungime finită, contează și mărimea impedanței de sarcină. Dacă aceasta este egală cu impedanța caracteristică  $Z_c$  a liniei, atunci impedanța de intrare a liniei va fi egală cu  $Z_c$ , ca și cum linia ar fi infinit lungă. Linia este deci adaptată la capătul său și în orice punct al său raportul tensiune-curent este egal cu  $Z_c$ .

Impedanța caracteristică este un parametru secundar al liniei și depinde de parametrii primari:

$$Z_c = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}; |Z_c| = \sqrt{\frac{R_0^2 + \omega^2 L_0^2}{G_0^2 + \omega^2 C_0^2}}$$

$$\varphi_c = \frac{1}{2} \left( \arctg \frac{\omega L_0}{R_0} - \arctg \frac{\omega C_0}{G_0} \right). \quad (7.1)$$

La linii cu pierderi mici ( $R_0$  și  $G_0$  mici) și la frecvențe ridicate ( $\omega^2 L_0^2 \gg R_0^2$  și  $\omega^2 C_0^2 \gg G_0^2$ ) impedanța caracteristică devine:

$$|Z_c| = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}; \varphi_c = 0^\circ; \quad (7.2)$$

Astfel, liniile aeriene din cupru de 3 mm au  $Z_c = 600 \Omega$ , cablurile interurbane simetrice  $Z_c = 140 \dots 180 \Omega$ , iar cablurile coaxiale  $Z_c = 50 \dots 75 \Omega$ , după construcție.

### C. ATENUAREA ȘI DEFAZAJUL

Examinarea figurii 7.2 arată că tensiunea și curentul pe linie scad progresiv spre capătul liniei (fig. 7.3); tensiunea scade datorită căderilor de tensiune provocate de  $R_0$  și  $L_0$  în fiecare secțiune elementară iar curentul prin șuntarea transversală produsă de  $G_0$  și  $C_0$ . Matematic, tensiunea  $U_x$  și curentul  $I_x$  dintr-un punct aflat la distanța  $x$  față de începutul liniei sînt:

$$U_x = U_0 \cdot e^{-\alpha x}; I_x = I_0 \cdot e^{-\alpha x}, \quad (7.3)$$



în care  $e$  este baza logaritmilor neperieni,  $U_0$  și  $I_0$  sînt valorile de la începutul liniei ( $x = 0$ ), iar  $\alpha$  este constanta de atenuare a liniei.

Puterea va scădea de-a lungul liniei după relația :

$$P_x = U_0 I_0 e^{-2\alpha x} = P_0 e^{-2\alpha x}. \quad (7.4)$$

Datorită existenței în relații a numărului  $e$ , atenuarea se exprimă în unități logaritmice, de exemplu în neperi :

$$a = \ln \frac{U_0}{U_x} [\text{Np}], \quad (7.5)$$

La rapoarte  $\frac{U_0}{U_x} > 1$  corespund valori pozitive pentru atenuare ; pentru  $\frac{U_0}{U_x} < 1$  corespund valori negative (amplificări). De exemplu, atenuarea de 1 Np corespunde la  $\frac{U_0}{U_x} = e^1 = 2,718 \dots$  ; se folosește și logaritmul zecimal pentru exprimarea atenuării în decibeli :

$$a = 20 \log_{10} \frac{U_0}{U_x} [\text{dB}]. \quad (7.6)$$

Atenuarea se exprimă și prin rapoarte de puteri :

$$a = \frac{1}{2} \ln \frac{P_0}{P_x} [\text{Np}] = 10 \log_{10} \frac{P_0}{P_x} [\text{dB}]. \quad (7.7)$$

Trecerea de la neperi la decibeli este simplă :

$$1 \text{ Np} = 8,68 \text{ dB} ; \quad 1 \text{ dB} = 0,115 \text{ Np}. \quad (7.8)$$

Prin utilizarea unităților logaritmice, atenuarea totală a unui lanț de transmisie este suma atenuărilor diferitelor sale porțiuni. Astfel, atenuarea pînă în punctul  $x$  este :

$$a = \ln \frac{U_0}{U_x} = \ln e^{\alpha x} = \alpha x.$$

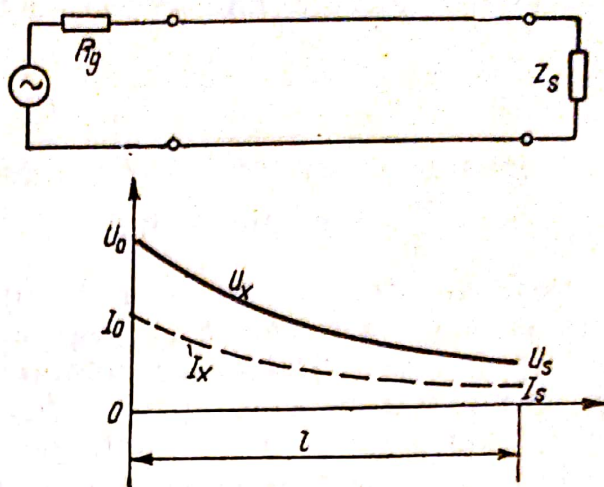


Fig. 7.3. Variația tensiunii și curentului în lungul unei linii omogene.



și atenuarea întregii linii ( $x = l$ ) devine :

$$a = \ln \frac{U_0}{U_s} = \alpha l. \quad (7.9)$$

Atenuarea liniei este deci produsul dintre constanta sa de atenuare  $\alpha = \frac{Np}{\text{km}}$  și lungimea liniei (în km).

Pe lângă atenuare (reducerea amplitudinii tensiunii și curentului) linia produce și o defazare progresivă a acestora, în comparație cu începutul liniei. Datorită reactanței inductive serie și a reactanței capacitive transversale, apare o defazare proporțională cu lungimea liniei, exprimată prin constanta de fază  $\beta = \text{radiani}$ .

Defazarea pînă în punctul  $x$  va fi  $b = \beta \cdot x$ , iar pînă la capătul liniei  $b = \beta \cdot l$  (radiani).

Constanta de atenuare  $\alpha$  și constanta de fază  $\beta$  sînt parametrii secundari ai liniei și reprezintă partea reală respectiv imaginară a constantei de propagare  $\gamma$  a liniei :

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (7.10)$$

care arată modificarea energiei electromagnetice la propagarea pe fiecare kilometru al liniei. Constanta de propagare depinde de parametrii primari ai liniei :

$$\gamma = \sqrt{(R_0 + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)}. \quad (7.11)$$

Expresia se simplifică pentru linii cu pierderi mici ( $R_0 \ll \omega L_0$  și  $G_0 \ll \omega C_0$ ), la frecvențe medii și înalte :

$$\alpha = \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} + \frac{G_0}{2} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}; \quad \beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}. \quad (7.12)$$

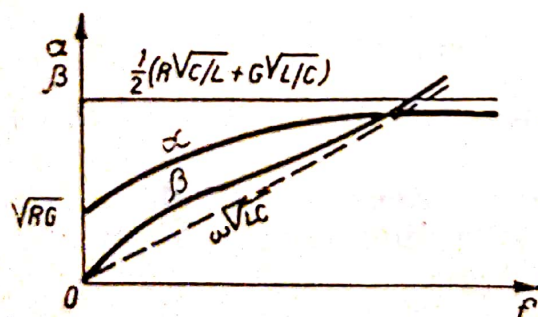


Fig. 7.4. Atenuarea și defazajul unei linii aeriene în funcție de frecvență.

Relațiile sînt valabile mai ales pentru circuite aeriene, la frecvențe peste 10 kHz (fig. 7.4).

La cablurile de joasă frecvență  $R_0 \gg \omega L_0$  și  $G_0 \gg \omega C_0$ , deci :

$$\alpha = \beta = \sqrt{\frac{\omega C_0 R_0}{2}}. \quad (7.13)$$



## D. LUNGIMEA DE UNDĂ ȘI VITEZA DE PROPAGARE

Aplicând tensiunea  $u = U_0 \sin \omega t$  și curentul  $i = I_0 \sin \omega t$  la intrarea unei linii cu constantă de atenuare  $\alpha$  și constantă de fază  $\beta$ , tensiunea și curentul în orice punct  $x$  al liniei vor fi:

$$\begin{aligned} u_x &= U_0 e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x) \\ i_x &= I_0 e^{-\alpha x} \sin(\omega t - \beta x). \end{aligned} \quad (7.14)$$

Pentru reprezentare grafică se consideră valorile tensiunilor la un moment ales, de exemplu când tensiunea  $u$  la începutul liniei are valoarea sa maximă  $U_0$ . Aceasta ( $u = U_0$ ) se întâmplă când:

$$\omega t = \frac{\pi}{2},$$

adică după un sfert din perioada  $T$  a oscilației ( $t = \frac{T}{4}$ ). În diagrama vectorială 7.5 se vede cum în lungul liniei vectorul tensiunii  $u_x$  își reduce amplitudinea proporțional cu  $e^{-\alpha x}$  și își rotește faza proporțional cu  $-\beta \cdot x$ , în care  $x$  este distanța de la începutul liniei (curba elicoidală).

Reunind proiecțiile  $ABC \dots H$  ale curbei elicoidale pe planul vertical se obțin amplitudinile instantanee ale tensiunilor din diferite puncte ale liniei, în momentul  $t = \frac{T}{4}$  (fig. 7.6). Distanța dintre două maxime succesive se numește lungime de undă  $\lambda$  și depinde de defazajul  $b = \beta \cdot x$ . Datorită periodicității tensiunii sinusoidale, maximele apar la distanțele  $|\Delta x = K \frac{2\pi}{\beta}|$ , unde  $K = 1, 2, 3 \dots$ . Lungimea de undă (distanța dintre două maxime) este deci  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$ .

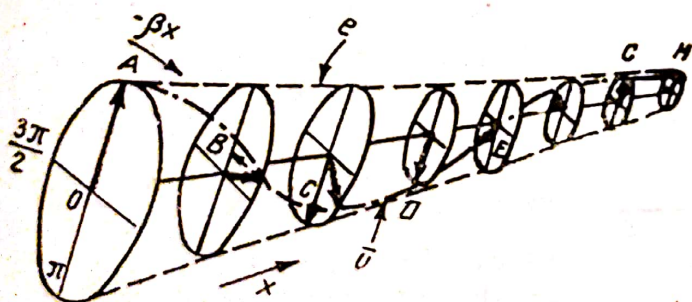


Fig. 7.5. Diagrama vectorială a tensiunilor pe o linie omogenă.

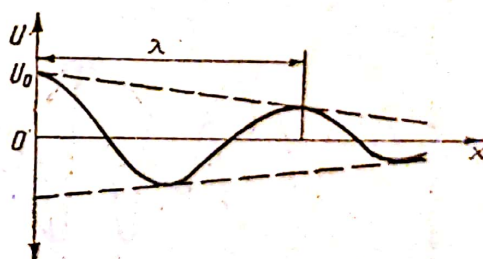


Fig. 7.6. Amplitudinile instantanee ale tensiunilor pe linie în momentul  $t = \frac{T}{4}$ .



Reprezentarea vectorială (fig. 7.5) corespunde numai momentului  $t = \frac{T}{4}$ . În celelalte momente, curba elicoidală se rotește în jurul axei  $x$  în sensul acelor de ceasornic cu viteza unghiulară  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ .

Viteza de propagare  $v$  pe linie rezultă din timpul necesar ca oscilația să se deplaseze cu o lungime de undă  $\lambda$ :

$$v = \frac{\text{distanță}}{\text{timp}} = \frac{\lambda}{T} = f \cdot \lambda. \quad (7.15)$$

Înlocuind valoarea  $\lambda = \frac{2\pi}{\beta}$  rezultă:

$$v = \frac{2\pi f}{\beta} = \frac{\omega}{\beta}. \quad (7.16)$$

Pentru linii cu pierderi mici  $\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}$ , deci  $v = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}}$ .

Semnalele complexe de telecomunicații au multe componente cu frecvențe diferite, deci interesează mai mult viteza de propagare de grup. Se consideră simplificat un grup de două frecvențe  $\omega_1$  și  $\omega_2$  cu aceeași amplitudine, care se propagă pe o linie infinită ce are la acele frecvențe constante de defazare  $\beta_1$  respectiv  $\beta_2$ . Se poate scrie (neglijând atenuarea) pentru un punct aflat la distanța  $x$ :

$$u_x = U_0 \cos(\omega_1 t - \beta_1 x) + U_0 \cos(\omega_2 t - \beta_2 x). \quad (7.17)$$

Se arată că expresia de mai sus reprezintă o undă de frecvență înaltă  $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ , modulată cu frecvența joasă  $\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$  (fig. 7.7)

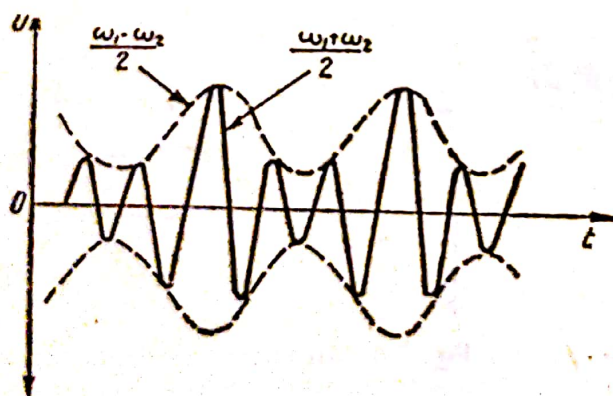


Fig. 7.7. Undă complexă pentru definirea vitezei de grup.

Lungimile lor de undă respective sînt  $\lambda_+ = \frac{4\pi}{\beta_1 + \beta_2}$  și  $\lambda_- = \frac{4\pi}{\beta_1 - \beta_2}$  iar vitezele de propagare  $v_+ = \frac{\omega_1 + \omega_2}{\beta_1 + \beta_2}$  și  $v_- = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\beta_1 - \beta_2}$ . Frecvențele  $\omega_1$  și  $\omega_2$  se aleg destul de apropiate, deci viteza  $v_+$  diferă foarte puțin de cele două viteze de propagare individuale.

Viteza  $v_- = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\beta_1 - \beta_2}$  cu care



se propagă unda-anvelopă de frecvență joasă se numește viteză de grup. Când  $\omega_1 \simeq \omega_2$ , viteza de grup devine:

$$\tau = v_{\text{grup}} = v_- = \frac{d\omega}{d\beta}. \quad (7.18)$$

Condiția  $\alpha = \text{const}$  și  $v_{\text{grup}} = \text{const}$  asigură transmiterea fidelă a semnalelor complexe. Dacă  $\alpha$  variază cu frecvența apare o distorsiune de atenuare, dacă  $\frac{d\omega}{d\beta}$  nu este constantă, se produce o distorsiune de fază (forma semnalului complex diferă la capătul liniei față de începutul acesteia).

## E. REFLEXII ȘI UNDE STAȚIONARE

S-a presupus pînă aici că linia este terminată la capete pe impedanța caracteristică. În practică această adaptare nu poate fi exact realizată și iau naștere reflexii: o parte din energia ajunsă la capătul liniei este reflectată și circulă înapoi.

Raportul *tensiune/curent* la o linie adaptată este egal în orice punct cu impedanța caracteristică. La o linie terminată neadaptat, raportul tensiune-curent trebuie să se modifice la capăt, așa ca să fie egal cu impedanța de sarcină  $Z_s$ . Acest fenomen se produce prin reflectarea unei părți din curent și tensiune. Datorită reflexiei, impedanța de sarcină nu mai preia decît o parte din puterea disponibilă.

Astfel, în orice punct al liniei neadaptate se vor găsi tensiunea și curentul direct (progresiv)  $u_{1x}$  și  $i_{1x}$  ce se propagă spre capătul liniei, precum și tensiunea și curentul reflectați  $u_{2x}$  și  $i_{2x}$ , ce se reîntorc înapoi spre intrare. Tensiunile se vor aduna, deoarece atît  $u_{1x}$  cît și  $u_{2x}$  se măsoară între conductorul de dus și cel de întors. Curenții însă se scad, pentru că curentul reflectat circulă în sens opus celui direct (progresiv):

$$u_x = u_{1x} + u_{2x}; \quad i_x = i_{1x} - i_{2x}. \quad (7.19)$$

Factorul de reflexie  $p$  este raportul tensiunilor sau curenților reflectați către cei direcți, măsurat la capătul spre sarcină al liniei ( $x = l$ ):

$$p = \frac{u_{2l}}{u_{1l}} = -\frac{i_{2l}}{i_{1l}}. \quad (7.20)$$



La adaptare nu există reflecții la capăt, deci  $p = 0$ .

Reflexia este maximă când capătul liniei este în gol ( $p = 1$ ) sau în scurtcircuit ( $p = -1$ ). În cazul general:

$$p = \left| \frac{Z_c - Z_s}{Z_c + Z_s} \right|. \quad (7.21)$$

în care  $Z_c$  este impedanța caracteristică și  $Z_s$  — impedanța de sarcină.

Existența concomitentă a curenților direcți și reflectați pe linii cu atenuare mică produce unde staționare. De exemplu, o linie în gol, fără atenuare are  $p = 1$  și  $\alpha = 0$ , așa că valorile de vîrf ale tensiunilor (curenților) sînt egale pe toată linia. Diagrama vectorială 7.8 arată tensiunile pe o linie cu lungime  $l = \lambda$ , în momentul  $t_0$ . Vectorii tensiunilor directe și reflectate au aceeași mărime dar se rotesc cu unghiul  $b = \beta \Delta l$  în sensuri inverse. În fiecare punct  $u_{1x}$  și  $u_{2x}$  se adună vectorial, formînd tensiunea rezultantă  $u_x$ . Figura 7.9 arată că în anumite puncte ale liniei tensiunea rezultantă devine nulă, iar în altele are mărime dublă. Vectorii se rotesc în timp cu viteza unghiulară  $\omega$ . Tensiunea  $u_x$  rămîne nulă în aceleași locuri ca în momentul  $t_0$  și variază între  $2U_0$  și  $-2U_0$  în locurile unde a fost

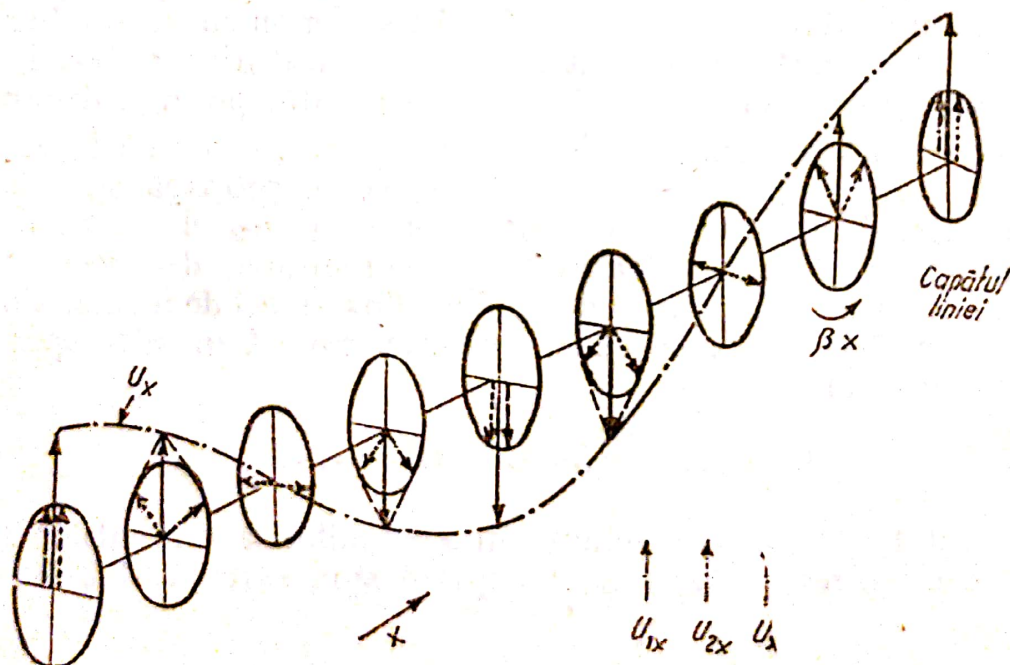


Fig. 7.8. Diagrama vectorială a tensiunilor pe o linie în gol.



$2U_0$  (fig. 7.9). Punctele în care tensiunea rămâne nulă se numesc noduri de tensiune, iar cele în care amplitudinea este maximă, ventre. Acestea se succed alternativ pe linie, la distanța  $\frac{\lambda}{4}$ .

Curentul pe linie se comportă asemănător, dar nodurile de curent apar în dreptul ventrelor de tensiune și ventrelor de curent în dreptul nodurilor de tensiune.

Cu capătul liniei în scurtcircuit apare de asemenea o reflexie totală dar de semn contrar și distribuția tensiunilor și curenților se inversează (fig. 7.10). Dacă factorul de reflexie are o valoare intermediară între  $+1$  și  $-1$ , reflexia la capăt nu mai este completă. Tensiunea și curentul nu mai ating amplitudini duble la ventre și nici valori nule la noduri. Raportul dintre valorile maxime  $u_{max}$  sau  $i_{max}$  de la ventre și valorile minime  $u_{min}$  și  $i_{min}$  de la noduri se numește raport de unde staționare:

$$S = \frac{U_{max}}{U_{min}} = \frac{i_{max}}{i_{min}}. \quad (7.22)$$

La o linie cu pierderi, tensiunea și curentul la noduri nu pot fi nule, fiindcă unda reflectată nu ajunge într-un anumit punct cu aceeași valoare ca și unda directă, din cauza atenuării (fig. 7.11).

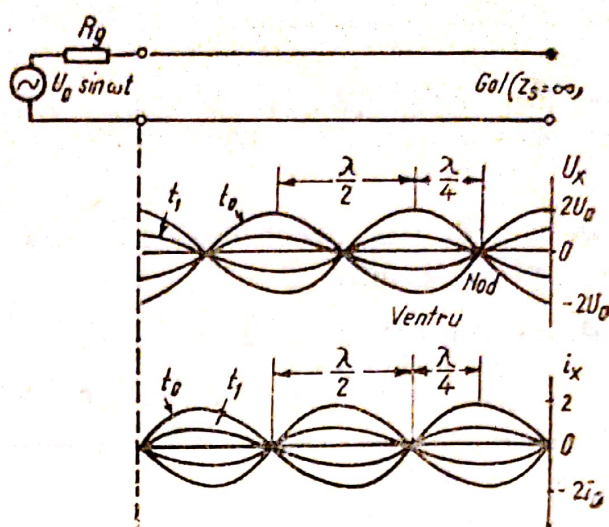


Fig. 7.9. Variația tensiunilor și curenților pe o linie în gol.

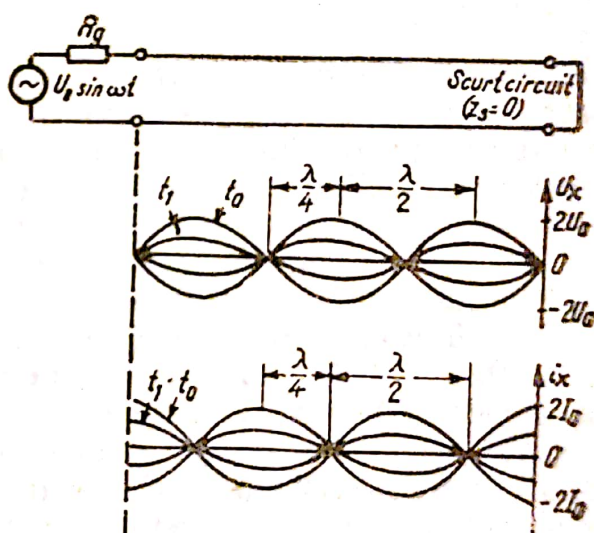


Fig. 7.10. Variația tensiunilor și curenților pe o linie scurt-circuit.

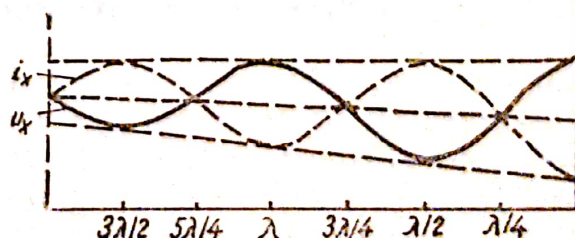


Fig. 7.11. Unde staționare pe o linie cu pierderi.



## REZUMAT

- Parametrii primari ai liniei electrice omogene sînt : rezistența specifică, inductanța specifică, capacitatea specifică, perditanța specifică.
- Impedanța caracteristică  $Z_c$  este impedanța de intrare a liniei infinit lungi.
- Parametrii secundari ai liniei sînt constantele de atenuare și de defazare.



## CAPITOLUL 8

PRINCIPIUL UTILIZĂRII MULTIPLE A LINIILOR  
DE TELECOMUNICAȚII

## A. ASPECTUL ACTUAL AL UTILIZĂRII MULTIPLE

Necesitățile crescînde de circuite de telecomunicații (telefonice, telegrafice, transmisii de date etc.) provocate de dezvoltarea economică contemporană au atras soluții mai economice decît înmulțirea legăturilor pe circuite fizice. Soluția modernă este utilizarea multiplă a circuitelor fizice, realizînd pe un același circuit fizic un număr cît mai mare de legături simultane de telecomunicații.

Utilizarea multiplă este posibilă deoarece liniile aeriene și cablurile actuale permit transmiterea în bune condiții a unui spectru de frecvențe mai larg decît al convorbirii telefonice (300 — 3 400 Hz). Astfel, liniile aeriene transmit frecvențe pînă la 143 kHz (frecvențele mai mari sînt perturbate de tensiunile induse de la emițătoarele radiofonice pe unde lungi), cablurile interurbane simetrice de înaltă frecvență cu izolație din hîrtie transmit frecvențe pînă la 252 kHz, iar cele cu izolație din stiroplex pînă la 552 kHz. Cablurile coaxiale cu diametrul mic transmit pînă la 12 MHz iar cele cu diametrul normal pînă la 60 MHz. Atenuările crescînde în funcție de frecvență ale liniilor sînt compensate prin amplificatoare intermediare (repetoare) convenabil amplasate pe parcurs.

S-au creat sisteme de curenți purtători, care ridică prin modularea cu frecvențe purtătoare, frecvența curenților vocali de convorbire, așa încît căile ocupă locuri succesive în spectrul de frecvențe transmis pe linie. Fiecărei căi îi revine o anumită bandă de frecvențe înalte, separarea căilor realizîndu-se prin filtre trece bandă. Pentru linii aeriene din cupru există sisteme cu 3 căi (4—32 kHz) și cu



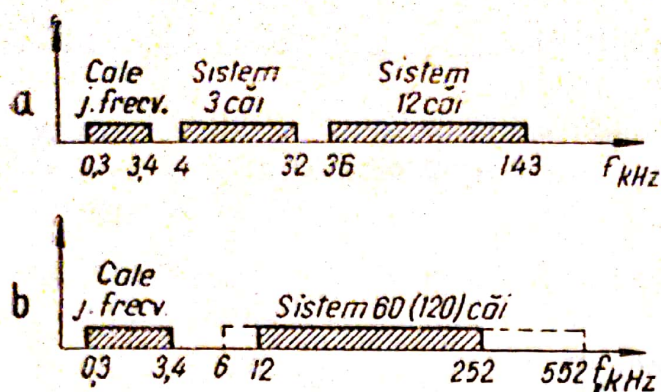


Fig. 8.1. Utilizarea multiplă a circuitelor fizice :  
 a - linie acariană ; b - pereche în cablu de înaltă frecvență.

12 căi (36—143 kHz), permițând astfel (fig. 8.1, a) 16 convorbiri simultane. Pentru cablurile simetrice (fig. 8.1, b) s-au creat sisteme cu 12 căi (12—60 kHz), 24 căi (12—108 kHz) 60 căi (12—252 kHz) și 120 căi (12—552 kHz). Sistemele pentru cabluri coaxiale și radiorelee asigură 300, 900, 2 700 și chiar 10 800 căi.

Astfel, prima metodă de utilizare multiplă este multiplexarea în frecvență, adică prin schimbarea frecvenței căilor, spre a utiliza întregul spectru pe care-l pot transmite circuitele fizice.

Pentru legăturile telegrafice s-au realizat sisteme de curenți purtători cu 24 căi, ce folosesc ca bază de transmisie o cale telefonică 300—3 400 Hz.

Se folosește și multiplexarea în timp, mai ales de când tranzistoarele și circuitele integrate au redus volumul echipamentului complex necesitat. La multiplexarea în timp, fiecare cale telefonică se transmite doar o fracțiune de timp, în fracțiunea următoare transmițându-se altă cale etc. După transmiterea tuturor căilor (30 sau 120), ciclul se reia.

Există și metode de utilizare multiplă, mai simple și de interes local : *fantomizarea, buclele telegrafice și telegrafia infraacustică.*

## B. FANTOMIZAREA CIRCUITELOR. SUPERFANTOMA

Din două circuite fizice (fig. 8.2) rezultă al treilea circuit, virtual, numit *circuit fantomă*. Se folosesc patru bobine translatoare, circuitul fantomă realizându-se prin medianele înfășurărilor dinspre linie ale acestora. Pentru a evita influențarea nedorită (diafonia) între circuitele fizice și circuitul fantomă, trebuie ca circuitele fizice, respectiv bobinele translatoare, să fie cât mai egale între ele. Dacă firele *a* și *b* ale circuitelor fizice au parametri identici și simetrie față de pământ, iar bobinajele sînt simetrice față de mediane, curentul din circuitul fantomă se împarte în două părți egale  $I_a$  și  $I_b$ , ce circulă diferențial prin conductoarele *a* și *b*. Dacă  $I_a = I_b$ , fluxurile lor se



anulează în bobina translatoare și în circuitul fizic nu se va auzi convorbirea din circuitul fantomă și reciproc.

Dacă  $Z_L$  este impedanța caracteristică a circuitelor fizice, impedanța circuitului fantomă este  $\frac{Z_L}{2}$ , deoarece cele două fire ale fiecărui circuit fizic formează în paralel un conductor pentru circuitul fantomă. Rapoartele de transformare ale bobinelor translatoare dintre echipamentul stației (ce are  $600 \Omega$ ) și circuitele fizice va fi  $n^2 = \frac{600}{Z_L}$  și  $n^2 = \frac{600}{0,5Z_L}$  pentru circuitul fantomă.

Se poate realiza și un circuit *superfantomă* (fig. 8.3) folosind patru circuite fizice și cele două fantome aferente. Este însă dificilă menținerea simetriei și egalității concomitent la patru circuite fizice, deci superfantomele tind spre desființare.

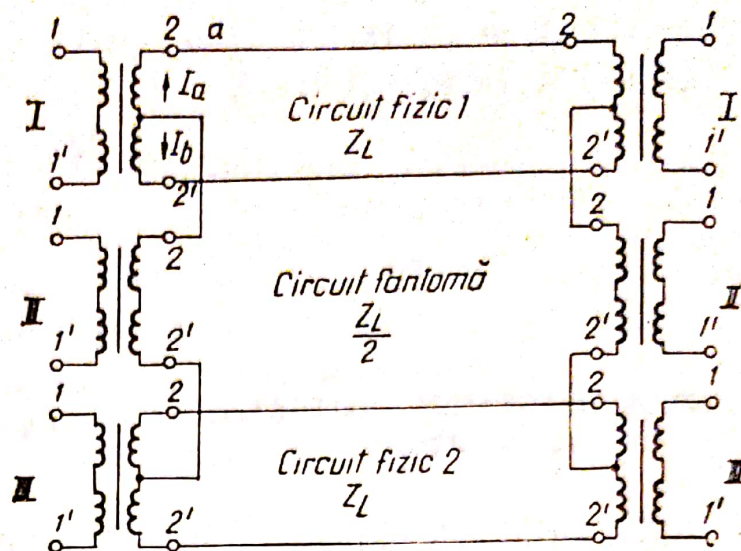


Fig. 8.2. Realizarea unui circuit fantomă.

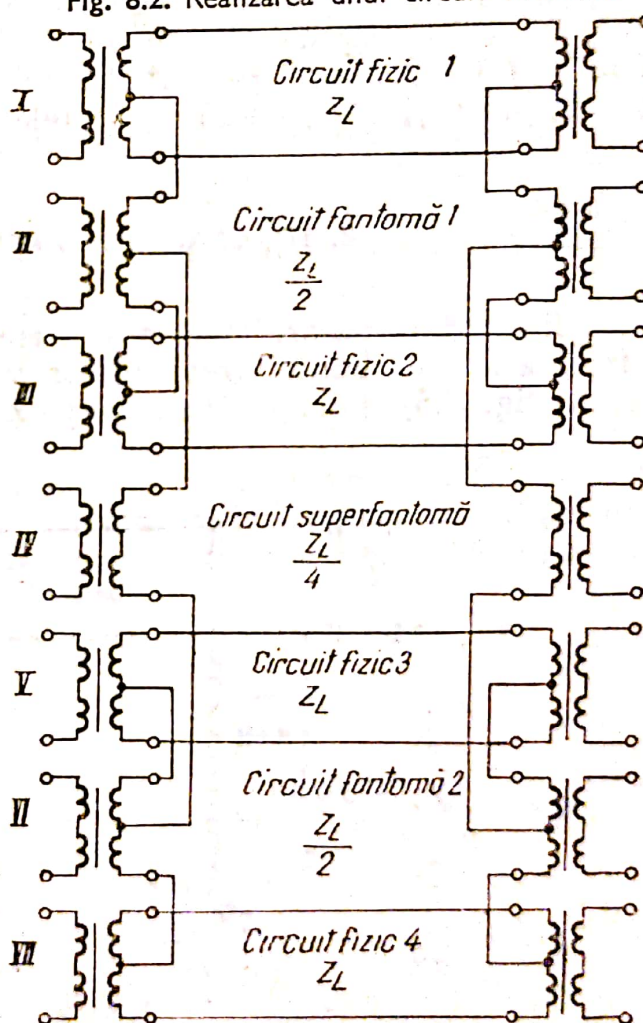


Fig. 8.3. Realizarea unui circuit superfantomă.



## C. BUCLE TELEGRAFICE. TELEGRAFIA INFRAACUSTICĂ

Ambele permit realizarea simplă de legături telegrafice suplimentare pe un circuit telefonic fizic.

### 1. BUCLA TELEGRAFICĂ (TELEGRAFIE PE FANTOMĂ)

Impulsurile telegrafice de curent circulă diferențial prin mediile bobinelor transformatoare terminale (fig. 8.4) și se reîntorc prin pământ. La orice dezechilibru între firele *a* și *b*, tensiunea de telegrafiere (60 V) produce perturbații în circuitul telefonic, cu toate filtrele de protecție *LC*, deci buclele telegrafice tind spre desființare.

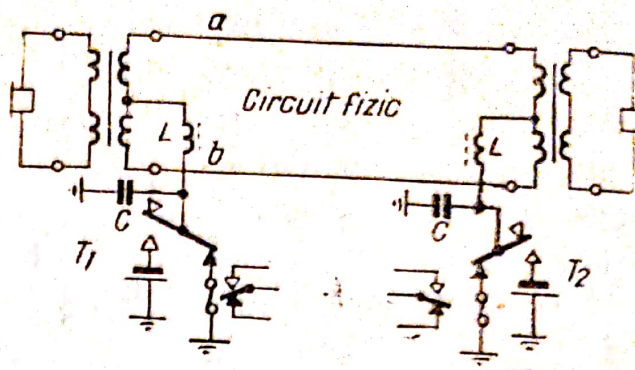


Fig. 8.4. Bucle telegrafică.

### 2. TELEGRAFIE INFRAACUSTICĂ

Prin filtre de separare trece jos și trece sus se realizează un circuit telegrafic sub banda frecvențelor vocale. Pe o linie aeriană se pot crea (fig. 8.5) două legături simplex (unidirectionale) simultane,

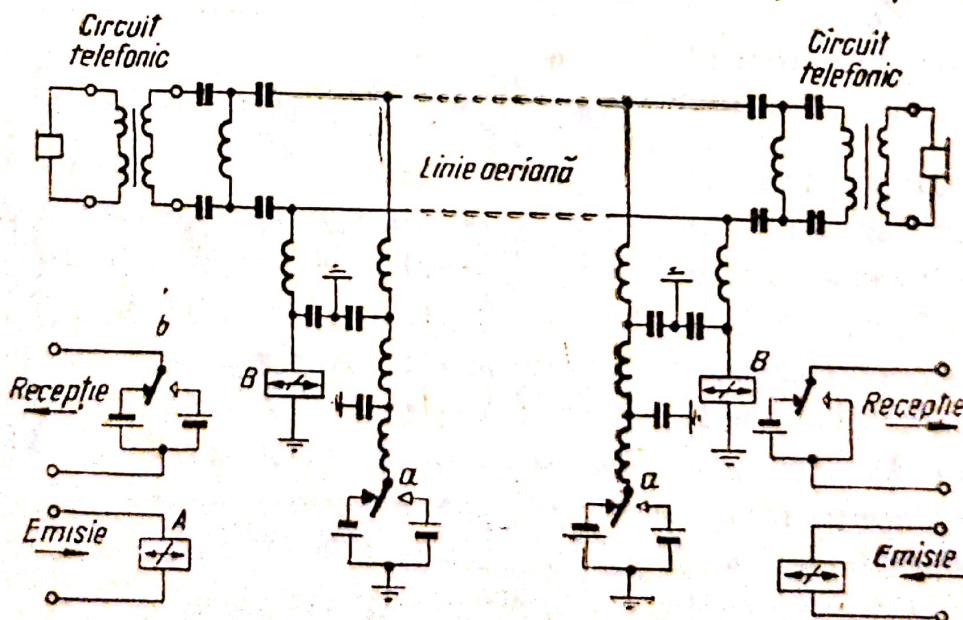


Fig. 8.5. Două legături telegrafice infraacustice realizate pe o linie aeriană.



iar pe o pereche în cablu un circuit duplex (bidirecțional). Se ocupă însă astfel toată banda pînă la 100 Hz, deci apelul pe circuitul telefonic trebuie realizat cu o frecvență mai ridicată (150 Hz) în loc de 17—50 Hz.

#### D. MULTIPLEXAREA IN FRECVENȚĂ

Curenții vocali ai diferitelor căi, după modularea cu frecvențe purtătoare mai ridicate, se transmit simultan pe același circuit fizic, căile deosebindu-se între ele prin locul ce-l ocupă în spectrul de frecvențe.

Sistemele telefonice de curenți purtători pentru linii aeriene și cabluri folosesc mai ales modulația de amplitudine. Aceasta necesită un spectru mai îngust de frecvențe decît alte metode de modulație, deci asigură cel mai mare număr posibil de căi într-o bandă de frecvențe dată.

Modularea se realizează prin montaje cu elemente neliniare, numite modulatori. La elementele de circuit neliniare, unii parametri (rezistența de trecere, panta etc.) depind de mărimea și sensul tensiunii aplicate. Exemple sînt diodele semiconductoare, tuburile electronice, tranzistoare etc. (fig. 8.6).

Aplicînd elementului neliniar o tensiune  $U$ , curentul rezultat  $i$  are o expresie mai complicată decît cea dată de legea lui Ohm:

$$i = k_1 U + k_2 U^2 + k_3 U^3 + \dots, \quad (8.1)$$

în care coeficienții  $k_1, k_2, \dots$  depind ca mărime și semn de forma caracteristicii  $i = f(U)$  a elementului neliniar respectiv. Reducînd expresia (8.1) la primii doi termeni și considerînd că  $U$  este suma

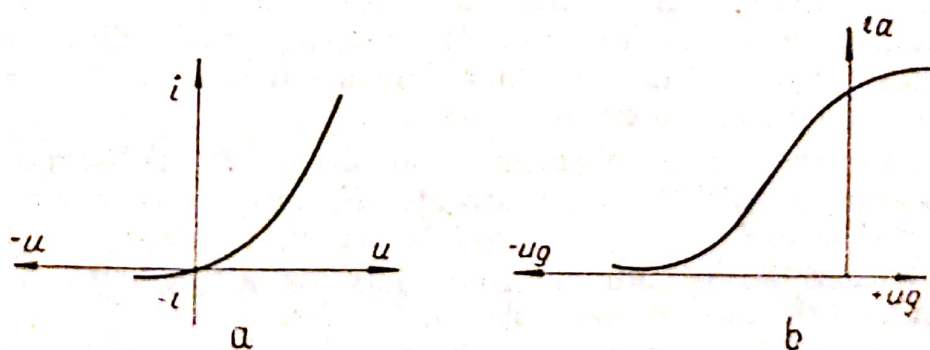


Fig. 8.6. Relația neliniară  $i = f(U)$  la:  
a — diodă semiconductoare; b — tub electronic.



dintr-o tensiune vocală (de modulație) cu amplitudinea  $a$  și frecvența unghiulară  $\omega$  și o tensiune purtătoare cu amplitudinea  $A$  și frecvența unghiulară  $\Omega$ , adică :

$$U = a \cos \omega t + A \cos \Omega t, \quad (8.2)$$

curentul ce ia naștere este :

$$i = k_1(a \cos \omega t + A \cos \Omega t) + k_2(a \cos \omega t + A \cos \Omega t)^2. \quad (8.3)$$

Efectuînd calculele rezultă :

- o componentă de curent continuu  $\frac{1}{2} k_2(A^2 + a^2)$  ;
- două componente  $k_1 a \cos \omega t$  și  $k_1 A \cos \Omega t$ , ce reprezintă transmisia normală (liniară) a celor două tensiuni alternative aplicate la intrare ;
- două componente cu frecvență dublă față de semnalul de la intrare  $\frac{1}{2} k_2 a \cos 2\omega t + \frac{1}{2} k_2 A \cos 2\Omega t$  ;
- o componentă de interacțiune  $2k_2 a A \cos \omega t \cos \Omega t$  care se mai poate scrie ca :

$$k_2 a A \cos (\Omega + \omega)t + k_2 a A \cos (\Omega - \omega)t, \quad (8.4)$$

sau :

$$k_2 a A \cos 2\pi(F + f)t + k_2 a A \cos 2\pi(F - f)t. \quad (8.5)$$

Neliniaritatea caracteristicii  $i = f(U)$  a produs doi noi curenți, avînd ca frecvență respectiv suma și diferența frecvențelor purtătoare și vocală. Aceste noi componente se numesc *benzi laterale* : frecvența sumă este banda laterală superioară, frecvența diferență este banda laterală inferioară.

Fiecare bandă laterală conține întreaga informație din semnalul vocal (amplitudinea  $a$  și frecvența  $f$ ) deoarece amplitudinea benzilor laterale este proporțională cu  $a$ , iar deplasarea frecvenței purtătoare este proporțională cu frecvența vocală  $f$ .

Prin interacțiunea cu frecvența purtătoare  $F$ , frecvența vocală s-a translatat în vecinătatea frecvenței  $F$ , sub forma benzilor laterale  $F + f$  și  $F - f$ . La ieșirea modulatorului, un filtru trece bandă (fig. 8.7) lasă să treacă numai benzile laterale și frecvența purtătoare și elimină celelalte componente ( $f$ ,  $2f$ ,  $2F$ ).

La terminalul de recepție, benzile laterale și frecvența purtătoare se aplică unui alt montaj cu elemente neliniare, numit demodulator. Caracteristica sa neliniară (relația 8.1) produce la ieșirea demo-



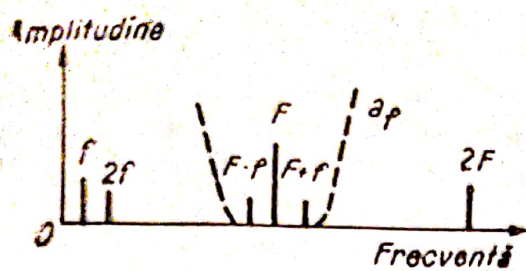


Fig. 8.7. Frecvențele obținute la ieșirea modulatorului.

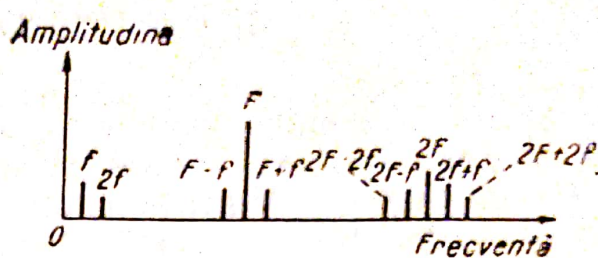


Fig. 8.8. Frecvențele obținute la ieșirea demodulatorului.

dulatorului mai multe frecvențe, între care și frecvența vocală  $f$ , care trece spre centrală printr-un filtru trece jos (fig. 8.8).

**Observație.** Asigurarea inteligibilități vorbirii necesită transmiterea frecvențelor între 300 și 3 400 Hz sau, mai general, între limitele  $f_{min}$  și  $f_{max}$ . Aplicând modulatorului nu o singură frecvență  $f$  ci banda de frecvență  $f_{min} - f_{max}$  vor lua naștere benzile laterale  $F \pm (f_{min} - f_{max})$ . Banda laterală inferioară se întinde de la  $F - f_{max}$ , la  $F - f_{min}$ , iar cea superioară de la  $F + f_{min}$  la  $F + f_{max}$ .

**Aplicație.** Prin modularea frecvențelor vocale  $f_{min} - f_{max} = 300 \dots 3\,400$  Hz cu  $F = 12$  kHz, rezultă banda laterală inferioară 8 600 – 11 700 Hz (adică  $12\,000 - 3\,400 \dots 12\,000 - 300$ ) și banda laterală superioară 12 300 – 15 400 Hz (adică  $12\,000 + 300 \dots 12\,000 + 3\,400$ ). La demodulare se obține din nou spectrul vocal 300 – 3 400 Hz (fig. 8.9).

**Concluzie.** Legăturile telefonice realizate ca mai sus se numesc căi de înaltă frecvență sau căi prin curenți purtători. Alegând pentru mai multe căi frecvențe purtătoare diferite și suficient de distanțate între ele, benzile lor vocale vor fi translate în zone diferite de frecvențe, deci se pot transmite concomitent pe aceeași linie fizică.

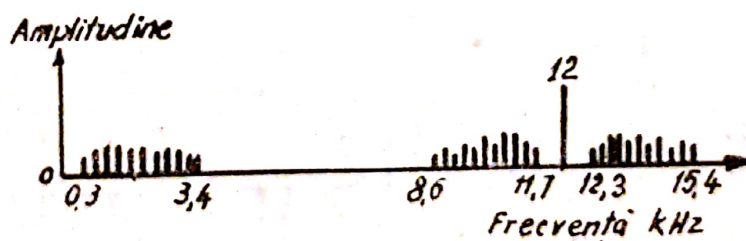


Fig. 8.9. Benzile laterale obținute prin modularea frecvențelor vocale cu  $F = 12$  kHz.



## E. MULTIPLEXAREA IN TIMP

Există mai multe metode de multiplexare în timp, toate bazate pe transmiterea unei succesiuni de impulsuri, la care anumiți parametri sînt modificați conform tipului respectiv de modulație.

### 1. MODULAȚIA IN AMPLITUDINE A IMPULSURILOR

Amplitudinile impulsurilor sînt modificate proporțional cu amplitudinea semnalului ce conține informația, de exemplu convorbirea (fig. 8.10). Impulsurile unei căi nu necesită întregul timp disponibil, așa că între ele se pot transmite impulsuri aparținînd altor căi.

Intervalul dintre două impulsuri succesive ale aceleiași căi, adică perioada de timp  $T$  nu poate depăși valoarea  $T = 1/f_0$ , în care  $f_0 \geq 2f_{max}$ , deoarece conform principiului eșantionării, eșantioanele (valorile unitare de transmis) trebuie preluate cu o frecvență cel puțin de două ori mai mare decît cea mai înaltă frecvență  $f_{max}$  a semnalului (vocal) ce se transmite, spre a caracteriza complet și neîndoiește semnalul prin impulsurile respective. Cu alte cuvinte, aceasta este condiția de reconstituire (restituire) la recepție a semnalului original, din cel eșantionat. Frecvenței vocale maxime  $f_{max} = 3,4 \text{ kHz}$

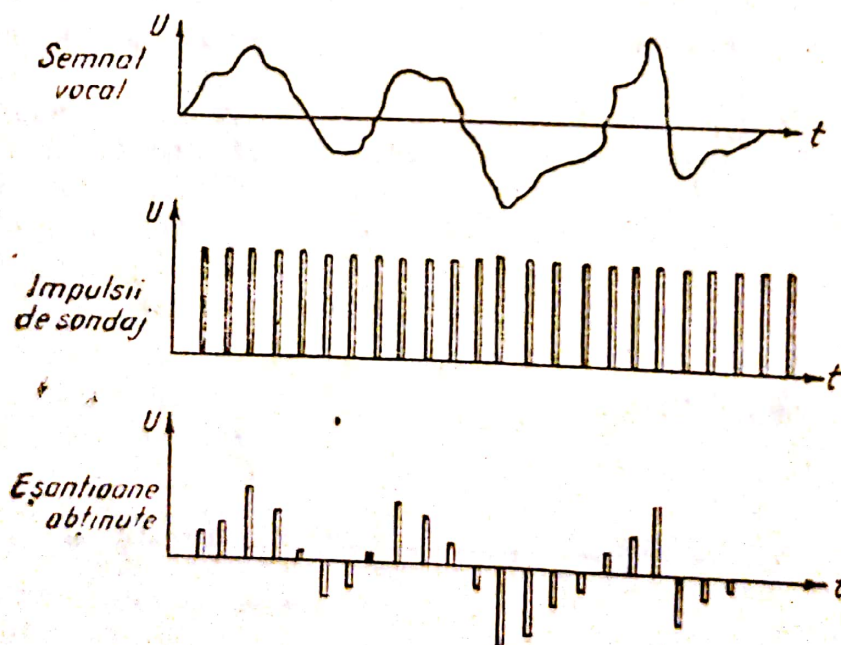


Fig. 8.10. Modularea în amplitudine a impulsurilor.



ii corespunde frecvența de eșantionare  $f_0 \geq 2 \cdot 3,4 = 8 \text{ kHz}$ . Intervalul de timp dintre două impulsuri ale căii este deci  $T = \frac{1}{f_0} = 125 \text{ microsecunde}$ .

Modulația în amplitudine a impulsurilor poate deci realiza un multiplex în timp, dar transmisia este încă analogică, deoarece amplitudinea impulsurilor este proporțională cu amplitudinea semnalului de modulație (convorbirea).

## 2. MODULAREA ÎN DURATĂ (ÎN LĂRGIME) A IMPULSURILOR

Șirul de impulsuri, în absența semnalului de modulație, are o perioadă de repetiție  $T_0$  și o durată  $\tau_0$  a impulsurilor. Informația semnalului este inclusă în trenul de impulsuri (fig. 8.11) prin varierea duratei impulsurilor între 0 și  $2\tau_0$ .

Pentru fiecare canal de transmisie este deci necesar un interval de timp  $2\tau_0$ . Între impulsurile succesive ale căii se pot intercala șirurile de impulsuri ale altor canale. Modularea în durată este tot analogică, durata impulsurilor fiind proporțională cu amplitudinea semnalului de modulație.

## 3. MODULAȚIA DE POZIȚIE A IMPULSURILOR

Șirul de impulsuri nemodulate are o perioadă  $T_0$  și o durată  $\tau_0$  a impulsurilor. Modulația deplasează impulsurile (fig. 8.12) din poziția originală cu un timp  $\delta T$ , în care  $\delta$  depinde de amplitudinea semnalului de modulație. Frecvența instantanee a trenului de impulsii depinde deci de  $\delta$ . Și acest tip de modulație este tot analogic.

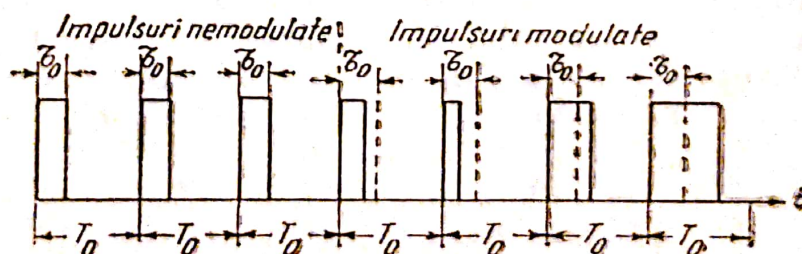


Fig. 8.11. Modularea în durată (în lărgime) a impulsurilor.



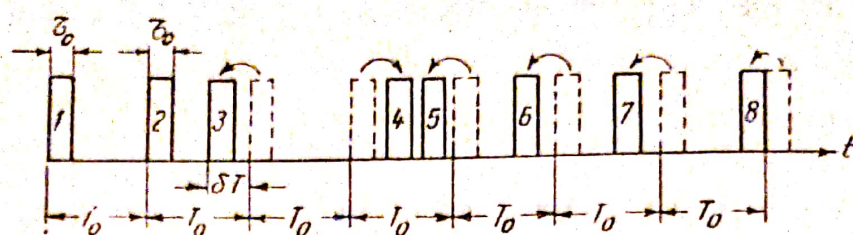


Fig. 8.12. Modularea de poziție a impulsurilor.

#### 4. CUANTIZAREA

Perfecționarea modulației de impulsuri s-a realizat prin cuantizarea (exprimarea în trepte discrete, cu mică diferență una de alta) nivelului semnalului de modulație, pe lângă eșantionarea sa în timp. Semnalul de modulație, purtător de informație, poate avea orice amplitudine instantanee, în cadrul unor limite (dinamică) admise. Dacă la capătul de recepție valorile succesive  $f_1(t)$  și  $f_1(t) + \Delta f_1$  nu pot fi practic deosebite între ele ( $\Delta f_1$  este foarte mic), este suficient să se transmită numai valori discrete (discontinue), în locul unei funcții continue  $f_1(t)$ . Aceste valori discrete trebuie astfel alese încât să permită refacerea corectă la recepție a funcției  $f_1(t)$  din valorile discrete (eșantioanele) primite. Această metodă se numește cuantizare, pentru că semnalul emis se schimbă doar când purtătorul de informație  $f_1(t)$  a suferit o variație mai mare decât o treaptă cunoscută (cuantă).

Metoda cuantizării se aplică împreună cu eșantionarea amplitudinii semnalului. În momentul eșantionării se examinează de care treaptă de cuantizare este mai aproape valoarea instantanee a semnalului, adică eșantionul de amplitudine. Se transmite în linie doar o succesiune convențională de impulsuri (un număr) indicând treapta respectivă de cuantizare. Eșantioanele sînt preluate (fig. 8.13) la intervale  $\Delta t$  din semnalul  $f_1(t)$  și există de exemplu 12 nivele de cuantizare (6 pentru valori pozitive și 6 pentru valori negative). La fiecare interval  $\Delta t$  semnalul este eșantionat, măsurat și caracterizat prin numărul ce arată nivelul de cuantizare atins sau ușor depășit. Aceste numere caracteristice sînt transmise în linie.

La recepție se reconstituie amplitudinile exacte corespunzătoare numerelor primite și se obține un semnal  $f_2(t)$  asemănător (linia punctată) dar nu identic cu semnalul  $f_1(t)$ . Pot apărea diferențe între valorile lor instantanee de maximum  $\frac{1}{2} \Delta f_1$ , adică în momentul eșan-



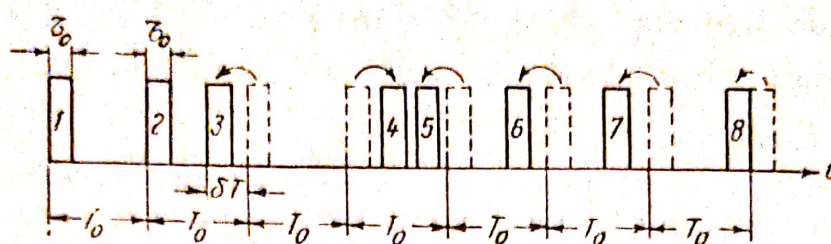


Fig. 8.12. Modularea de poziție a impulsurilor.

#### 4. CUANTIZAREA

Perfecționarea modulației de impulsuri s-a realizat prin cuantizarea (exprimarea în trepte discrete, cu mică diferență una de alta) nivelului semnalului de modulație, pe lângă eșantionarea sa în timp. Semnalul de modulație, purtător de informație, poate avea orice amplitudine instantanee, în cadrul unor limite (dinamică) admise. Dacă la capătul de recepție valorile succesive  $f_2(t)$  și  $f_2(t) + \Delta f_2$  nu pot fi practic deosebite între ele ( $\Delta f_2$  este foarte mic), este suficient să se transmită numai valori discrete (discontinue), în locul unei funcții continue  $f_1(t)$ . Aceste valori discrete trebuie astfel alese încât să permită refacerea corectă la recepție a funcției  $f_1(t)$  din valorile discrete (eșantioanele) primite. Această metodă se numește cuantizare, pentru că semnalul emis se schimbă doar când purtătorul de informație  $f_1(t)$  a suferit o variație mai mare decât o treaptă cunoscută (cuantă).

Metoda cuantizării se aplică împreună cu eșantionarea amplitudinii semnalului. În momentul eșantionării se examinează de care treaptă de cuantizare este mai aproape valoarea instantanee a semnalului, adică eșantionul de amplitudine. Se transmite în linie doar o succesiune convențională de impulsuri (un număr) indicând treapta respectivă de cuantizare. Eșantioanele sînt preluate (fig. 8.13) la intervale  $\Delta t$  din semnalul  $f_1(t)$  și există de exemplu 12 nivele de cuantizare (6 pentru valori pozitive și 6 pentru valori negative). La fiecare interval  $\Delta t$  semnalul este eșantionat, măsurat și caracterizat prin numărul ce arată nivelul de cuantizare atins sau ușor depășit. Aceste numere caracteristice sînt transmise în linie.

La recepție se reconstituie amplitudinile exacte corespunzătoare numerelor primite și se obține un semnal  $f_2(t)$  asemănător (linia punctată) dar nu identic cu semnalul  $f_1(t)$ . Pot apărea diferențe între valorile lor instantanee de maximum  $\frac{1}{2} \Delta f_2$ , adică în momentul eșan-



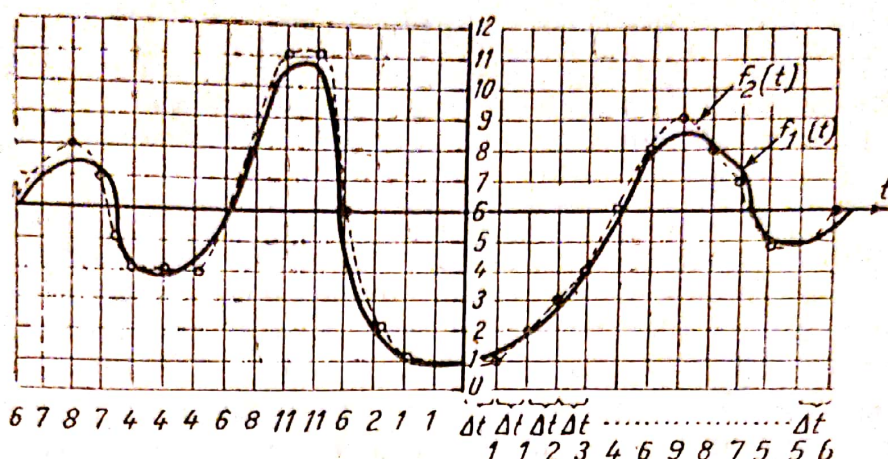


Fig. 8.13. Cuantizarea semnalului de modulație și eroare de restituire.

tionării semnalul de modulație  $f_1(t)$  are o valoare cuprinsă între două trepte vecine de cuantizare. Aceasta se numește eroare de cuantizare și depinde de numărul ales de nivele (trepte) de cuantizare și de modul de a le alcătui. Metoda de a împărți întreg domeniul posibil de amplitudini în mod egal (trepte egale de cuantizare) se numește cuantizare liniară. Notînd cu  $q$  numărul de trepte egale, distorsiunea de cuantizare este  $k = \frac{1}{q}$  (pentru  $q \geq 5$ ). Rezultate mai bune se obțin dacă treptele de cuantizare sînt mai dese la amplitudini mici ale semnalului.

Distorsiunea de cuantizare este uneori descrisă ca „zgomot de cuantizare”. Dacă numărul treptelor de cuantizare este  $q$  raportul *semnal/zgomot* va fi  $\sqrt{12} \frac{q}{a}$ , în care  $a$  este rădăcina pătrată a raportului dintre puterea de vîrf a semnalului și puterea sa medie.

Dacă  $a = 1$  și  $q = 8$ , raportul *semnal/zgomot* este doar 3,3 Np. Pentru a-l mări la 4,6 Np numărul treptelor trebuie ridicat la 32.

Cuantizarea complică echipamentul căii, așa că introducerea sa se justifică numai în combinație cu modulația în cod a impulsurilor.

## 5. MODULAȚIA ÎN COD A IMPULSURILOR

Semnalul cuantizat poate fi caracterizat în orice moment printr-un număr de cod. Acesta poate fi transmis în mod optim dacă este transpus într-un sistem binar de numerație, compus din simbolurile 0 și 1. Un număr de  $q$  trepte de cuantizare se exprimă printr-un



număr  $r$  de impulsuri. De exemplu, 128 nivele de cuantizare se exprimă printr-un șir de 7 impulsuri (primul impuls reprezintă 0 sau  $2^6 = 64$ , al doilea 0 sau  $2^5 = 32$ , al treilea 0 sau  $2^4 = 16$ , al patrulea 0 sau  $2^3 = 8$ , al cincelea 0 sau  $2^2 = 4$ , al șaselea 0 sau  $2^1 = 2$  iar al șaptelea 0 sau  $2^0 = 1$ ).

Deoarece la recepție semnalul este complet caracterizat prin faptul că impulsul respectiv a fost primit (valoarea 1) sau nu (valoarea 0), nu este important raportul *semnal/zgomot* sau coeficientul de distorsiuni neliniare ale circuitului prin care se transmit impulsurile. Acest fapt permite și utilizarea unor circuite de calitate mai slabă (zgomotoase). Astfel, dacă raportul *semnal-zgomot* al circuitului este de  $2,64 N_p$ , numărul erorilor de transmisie la modulația în cod a impulsurilor este sub 2 pe an. Un sistem analogic (multiplex de frecvență) ar funcționa cu totul nesatisfăcător cu raportul *semnal-zgomot* arătat.

**Concluzie.** Modulația în cod a impulsurilor este o transmisie numerică (digitală) și nu analogică, deoarece transmite șiruri convenționale de impulsuri (numere în cod binar) și nu mărimi ce variază proporțional cu amplitudinea semnalului de modulație. Necesită însă un spectru foarte larg de frecvențe, deci secțiunile de amplificare sînt mai scurte (repetoare mai dese).

#### — REZUMAT —

- Metode simple de utilizare multiplă a circuitelor :
  - circuitul fantomă obținut din două circuite fizice ;
  - bucle telegrafice și telegrafie infraacustică.
- Multiplexarea în frecvență : prin modularea frecvențelor căilor cu frecvențe purtătoare, căile sînt transpuse una lîngă alta, la frecvențe mai înalte.
- Multiplexarea în timp : se sondează periodic amplitudinea semnalului vocal și se modifică corespunzător parametrii unui șir de impulsuri. Impulsurile diferitelor căi se transmit succesiv.



## CAPITOLUL 9

## PRINCIPIUL SISTEMELOR DE CURENȚI PURTĂTORI

## A. TRANSMISII CU AMBELE BENZI LATERALE

Schema simplificată a unei căi unidirecționale de înaltă frecvență utilizând ambele benzi laterale (fig. 9.1) cuprinde la terminalul de emisie un modulator, căruia i se aplică frecvențele vocale  $f$  provenite de la microfonul  $M$  și frecvența purtătoare  $F$  produsă de generatorul  $G$  și un filtru de bandă  $FB1$ , ce lasă să treacă numai benzile laterale și frecvența purtătoare ( $F - f$ ,  $F$ ,  $F + f$ ).

La terminalul de recepție aceste frecvențe pot trece prin filtrul de bandă  $FB2$  (identic cu  $FB1$ ) spre demodulator. După demodulare, curenții vocali  $f$  trec prin filtrul trece jos  $FTJ$  spre receptorul  $R$ .

Frecvența purtătoare se alege cel puțin de 2,5 ori mai mare decât frecvența vocală maximă transmisă, pentru ca banda laterală inferioară ce rezultă prin modulare să fie situată dincolo de frecvențele vocale.

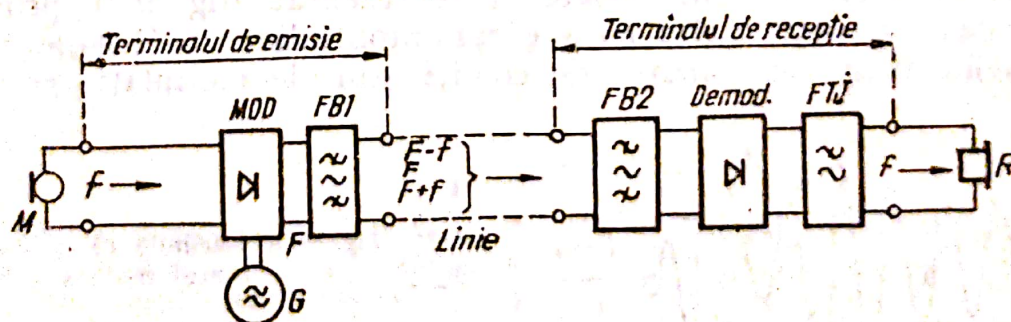


Fig. 9.1. Schema unei căi de înaltă frecvență folosind ambele benzi laterale.



Realizarea unei comunicații bilaterale necesită două instalații de tipul descris, câte una pentru fiecare sens.

Neajunsul transmisiei cu ambele benzi laterale este ocuparea unei benzi de frecvențe relativ largi, de la  $F - f$  la  $F + f$ . Se știe însă că informația din semnalul vocal este cuprinsă în fiecare din benzile laterale. Este posibil deci de a transmite informația printr-o singură bandă laterală. Aceasta interacționează în demodulator cu frecvența purtătoare  $F$ , produsă la terminalul de recepție de un generator identic cu cel de la terminalul de emisie:

$$(F + f) - F = f \text{ sau } F - (F - f) = f.$$

Transmiterea unei singure benzi laterale reduce la jumătate spectrul de frecvențe al unei căi, deci permite transmiterea unui număr dublu de căi.

## B. TRANSMISII CU O SINGURĂ BANDĂ LATERALĂ

Expresia curentului în linie, când se transmite frecvența purtătoare și ambele benzi laterale (termenul de interacțiune) este:

$$i = k_1 A \cos \Omega t + 2k_2 a A \cos \omega t \cos \Omega t, \quad (9.1)$$

notînd:

$$m = 2 \frac{k_2}{k_1} a; \quad I_0 = K_1 A,$$

expresia curentului în linie (9.1) devine:

$$i = I_0 (1 + m \cos \omega t) \cos \Omega t \quad (9.2)$$

în care  $m$  este coeficientul de modulație, iar  $I_0$  amplitudinea în repaus a curentului frecvenței purtătoare.

Deci curentul în linie poate fi reprezentat (fig. 9.2) printr-un curent cu frecvență înaltă  $F$ , a cărui amplitudine  $I_0 (1 + m \cos \omega t)$  variază în timp, în funcție de coeficientul de modulație  $m$  (adică

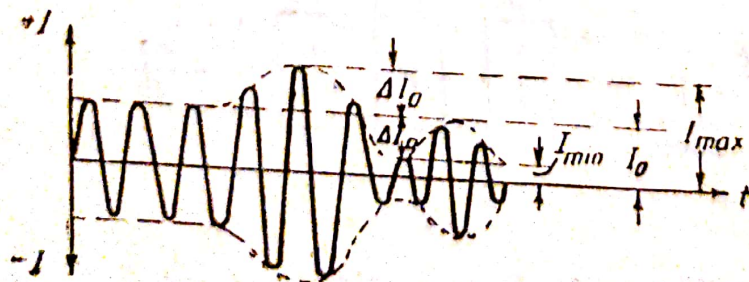


Fig. 9.2. Mărimile ce definesc curentul modulat.



de amplitudinea vocală  $a$ ) și de frecvența vocală  $f$ . Din figura 9.2 rezultă grafic coeficientul de modulație:

$$\Delta I_0 = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{2}; \quad I_0 = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2}; \quad m = \frac{\Delta I_0}{I_0} = \frac{I_{\max} - I_{\min}}{I_{\max} + I_{\min}}, \quad (9.3)$$

care arată adîncimea (profundimea) modulației. Pentru evitarea distorsiunilor trebuie ca  $m \leq 1$ , adică variația  $\Delta I_0$  să nu depășească amplitudinea  $I_0$  a curentului purtător de repaos. În practică, pentru reducerea distorsiunilor neliniare,  $m$  se ia și mai mic ( $m \leq 0,1$ ).

Ca urmare, puterea în linie a benzilor laterale este mult mai mică decît puterea curentului de frecvență purtătoare, de exemplu  $P_F = 150$  mW și  $P_{F+f} = 7$  mW. Sînt deci necesare amplificatoare terminale și intermediare cu puteri mari la ieșire, deci scumpe, deși semnalul util  $P_{F+f}$  nu reprezintă decît 5% din puterea totală. În plus, nivelul mare în linie al frecvenței purtătoare provoacă prin diafonie perturbații în liniile vecine de pe traseu.

S-a trecut deci la transmiterea unei singure benzi laterale, fără frecvența purtătoare. Aceasta se elimină prin modulator cu schemă adecvată, iar filtrul trece bandă de după modulator atenuează mult banda laterală ce nu trebuie transmisă și, pe cît posibil, și reziduul de frecvență purtătoare (fig. 9.3).

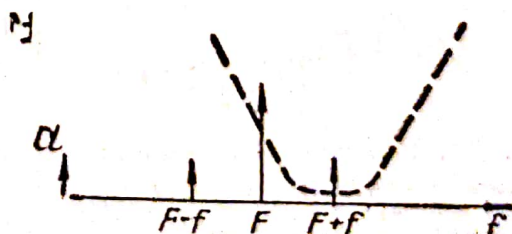
Receptorul trebuie să cuprindă și un generator avînd cît mai exact frecvența purtătorului de la emisie, ceea ce scumpește și complică echipamentul, dar banda de frecvențe ocupată se reduce la jumătate (o singură bandă laterală) iar puterea transmisă este exclusiv utilă (fără purtător). Deci toate sistemele de curenți purtători pentru telefonie transmit o singură bandă laterală.

Dacă frecvența purtătoare la emisie este  $F$  iar cea de la recepție este  $F + \Delta F$ , prin demodularea benzii laterale transmise se obține curentul vocal:

$$(F + f) - (F + \Delta F) = f - \Delta F, \quad (9.4)$$

adică toate frecvențele vocale sînt deplasate cu mărimea  $\Delta F$ . Acest efect se numește desincronizare. Se poate tolera pentru o convorbire

Fig. 9.3. Atenuarea necesară a filtrului trece bandă de la emisie, la transmiterea unei singure benzi laterale.





telefonică  $\Delta F \leq 5$  Hz, dar pentru căile telegrafice doar  $\Delta F \leq 2$  Hz. Aceasta impune condiții severe de precizie și stabilitate în timp generatoarelor de frecvență purtătoare de la emisie și recepție.

### C. MODULATOARE PENTRU SISTEME TELEFONICE

Se realizează cu diode cu germaniu, cu tranzistoare sau circuite integrate, cu suprimarea la ieșire a curentului de frecvență purtătoare.

● **Modulatoarele cu diode** introduc o atenuare a semnalului prin modulare, celelalte au un câștig, nivelul benzii laterale la ieșire fiind mai mare decât semnalul de modulație aplicat la intrare.

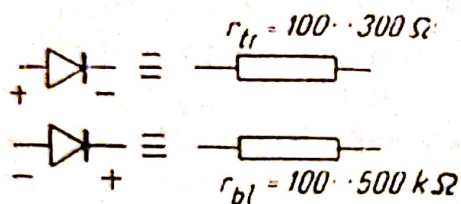


Fig. 9.4. Simbolul și schemele echivalente ale diodei semiconductoare.

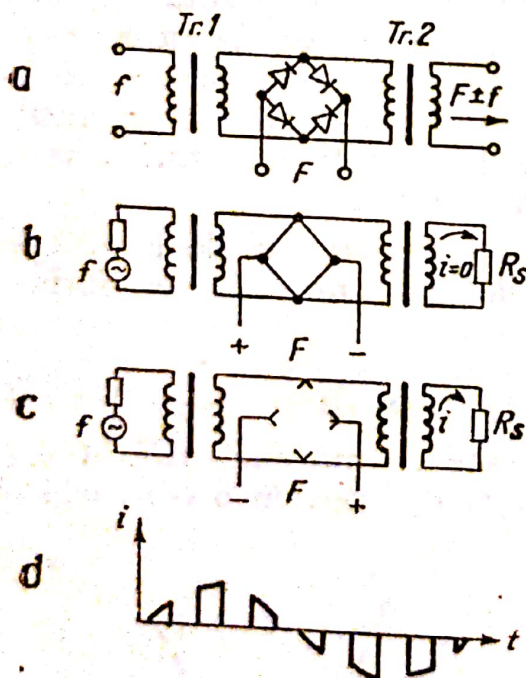


Fig. 9.5. Modulatorul în punte :  
a — schema de principiu ; b — schema pentru alternanța pozitivă ; c — schema pentru alternanța negativă ; d — forma curentului la ieșire.

Diodele semiconductoare (fig. 9.4) au rezistență de trecere mică ( $r_{tr} \approx 200 \Omega$ ) și rezistență de blocare mare ( $r_{bl} \approx 500 \text{ k}\Omega$ ). Modulatoarele cu diode sînt stabile în timp, dar necesită puteri relativ mari pentru frecvența purtătoare și introduc atenuare. La modulatorul în punte (fig. 9.5), în timpul alternanței pozitive a purtătorului, diodele sînt în stare de conducție și scurtcircuitează trecerea curentului vocal spre ieșire ( $r_{tr} \approx 0$ ). În alternanța negativă diodele sînt blocate ( $r_{bl} \approx \infty$ ) și curentul vocal poate trece spre ieșire. Curentul de la ieșire nu mai conține frecvențe purtătoare dacă cele patru diode sînt egale între ele. Montajul în punte este deci un montaj echilibrat, ce elimină frecvența purtătoare. Curentul de la ieșire conține însă, pe lîngă benzile laterale utile, și unele componente nedorite ( $f, 3f, 2F \pm f$  etc.) ce produc distorsiuni și diafonie între căi.



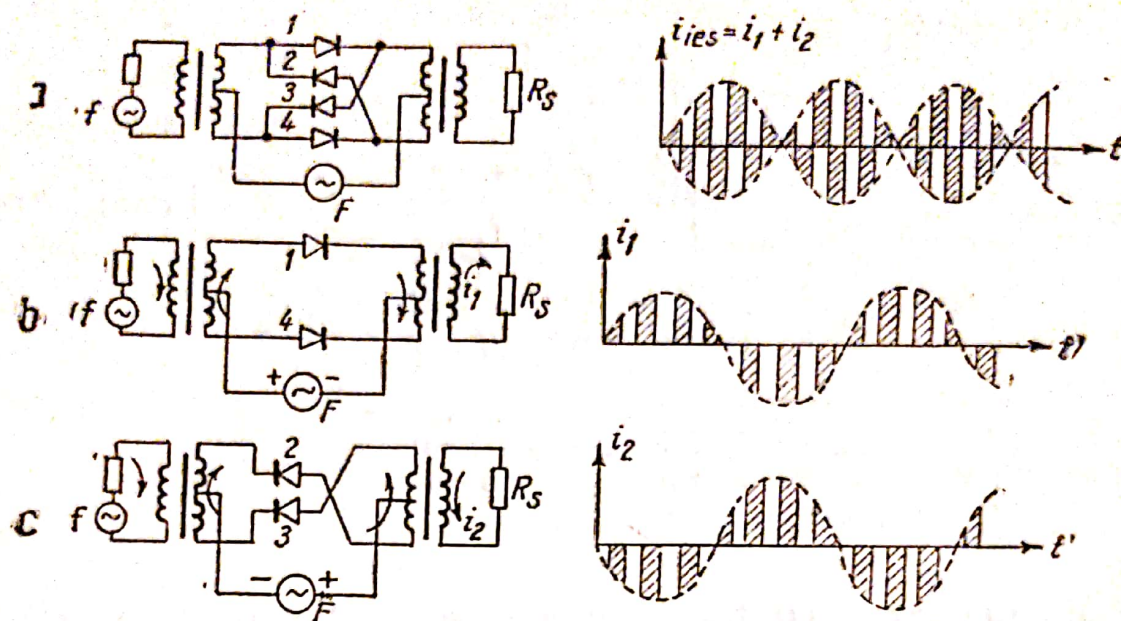


Fig. 9.6. Modulatorul în inel :

*a* — schema de principiu ; *b* — schema echivalentă și forma curentului pentru alternanța pozitivă a purtătorului ; *c* — schema echivalentă și forma curentului pentru alternanța negativă ; *d* — curentul la ieșire.

**Modulatorul în inel** (fig. 9.6, *a*) elimină multe din componentele nedorite, rămânând doar  $F \pm 3f$  și  $3F \pm f$ . În alternanța pozitivă a purtătorului conduc diodele 1 și 4, deci curentul la ieșire  $I_1$  are sensul din figura 9.6, *b*. În alternanța negativă conduc diodele 2 și 3, iar curentul corespunzător  $I_2$  de la ieșire are sens invers față de  $I_1$  (fig. 9.6, *c*). Modulatorul în inel se comportă deci ca un comutator ce inversează periodic sensul curentului la ieșire, în ritmul frecvenței purtătoare (fig. 9.6, *d*). În fiecare alternanță prin semiînfașurările transformatorului de ieșire se bifurcă curenți de frecvență purtătoare egali (dacă diodele sînt egale între ele) și de sens contrar, așa că în secundar efectele lor se anulează. Montajul este deci dublu echilibrat. Potențiometrul de echilibrare  $P$  (50—100  $\Omega$ ) reduce și mai mult reziduul de purtător (fig. 9.7).

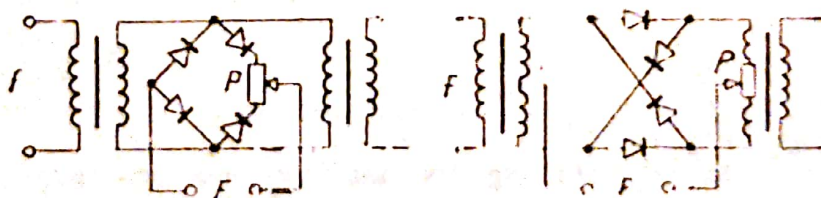


Fig. 9.7. Modulador cu potențiometru de echilibrare.



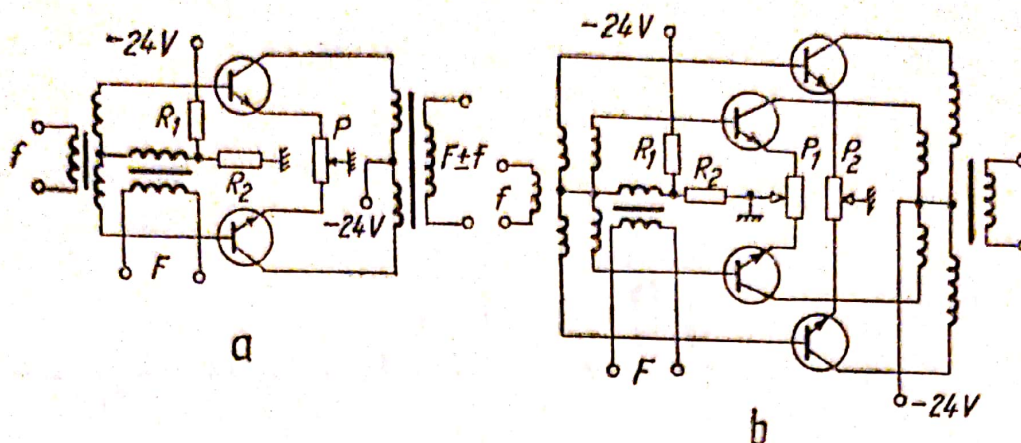


Fig. 9.8. Modulatoare cu tranzistoare :  
 a — simplu echilibrat ; b — dublu echilibrat.

● **Modulatoarele cu tranzistoare** se execută mai ales în schemă simplu echilibrată (fig. 9.8, a). Purtătorul  $F$  se aplică pe mediana transformatorului de intrare, în serie cu polarizarea în curent continuu realizată prin  $R_1$  și  $R_2$ . Prin potențiometrul  $P$  se ameliorează simetria modulatorului, reducându-se reziduul de purtător la ieșire.

**Montajul dublu echilibrat** (fig. 9.8, b) cere o bobinare foarte îngrijită a transformatoarelor și parametri identici pentru cele patru tranzistoare. Potențiometrii  $P_1$  și  $P_2$  perfectează simetria montajului.

Atenuarea de lucru a modulatorului (fig. 9.9) reprezintă  $\frac{1}{2}$  din raportul dintre puterea  $P(f)$  aplicată la intrare și puterea benzii laterale utile (superioară sau inferioară)  $P_{F+f}$  sau  $P_{F-f}$  obținute la ieșire :

$$a_{mod} = \frac{1}{2} \ln \frac{P(f)}{P_{(F+f)}} \text{ sau } \frac{1}{2} \ln \frac{P(f)}{P_{(F-f)}}. \quad (9.5)$$

Atenuarea de lucru a modulatorului în punte este practic de 1,15 Np, ținând seamă de rezistențele reale de trecere ale tranzistoarelor și transformatoarelor. Atenuarea modulatorului în inel este de 0,7 Np. Modulatoarele cu tranzistoare au un câștig de 0,5—1 Np.

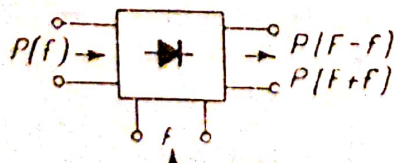


Fig. 9.9. Definiția atenuării modulatorului.



● **Modulatoarele cu circuite integrate,** de exemplu *ROB 025* realizat în țara noastră (fig. 9.10) nu necesită transformatoare de intrare și ieșire, absorb foarte puțină putere de la sursa de purtător, au reziduu foarte mic de purtător și nivelul mic al produselor nedorite de modulație. Au un câștig de circa 5 dB.

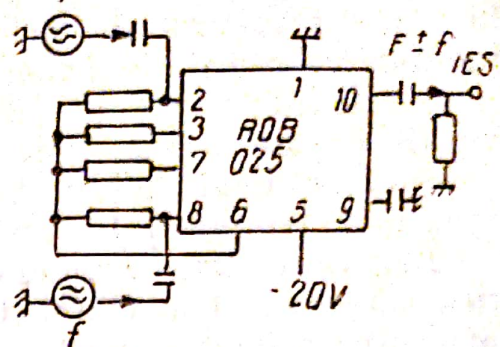


Fig. 9.10. Modulor cu circuit integrat.

#### D. TRANSMISII PE PATRU FIRE

Cea mai simplă legătură bilaterală în înaltă frecvență este calea pe patru fire (fig. 9.11). Sînt necesare două echipamente terminale identice *A* și *B*, cuprinzînd fiecare:

- transformatorul diferențial *TD* și echilibrorul *E*, ce separă curenții vocali ai sensului de emisie de cei ai sensului de recepție, spre a evita intrarea în oscilație a căii;

- modulatorul *MOD*, care translatează curenții vocali *f* într-un spectru superior de frecvențe, cu ajutorul frecvenței purtătoare *F*, produse de generatorul *GEN*;

- filtrul trece banda de emisie *FB<sub>1</sub>* ce lasă să treacă doar banda laterală dorită;

- amplificatorul de emisie *AE*, ce asigură nivelul necesar în linie;

- amplificatorul de recepție *AR* care compensează atenuarea liniei dintre terminalele *A* și *B*;

- filtrul trece bandă de recepție *FB<sub>2</sub>*, identic cu *FB<sub>1</sub>* ce oprește curenții nedorți dinspre linie;

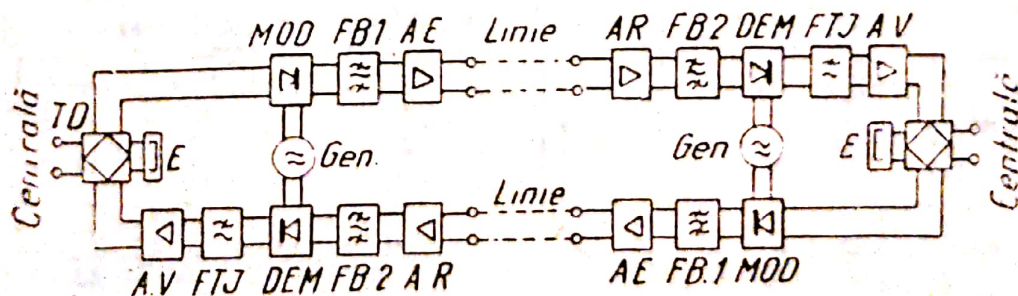


Fig. 9.11. Cale de înaltă frecvență pe 4 fire.



— demodulatorul *DEM*, la ieșirea căruia reapar curenții vocali  $f$ , în urma interacțiunii benzii laterale și a frecvenței purtătoare  $F$  identice cu cea de la emisie (obținută de la același generator *GEN*);

— filtrul trece jos *FTJ*, ce lasă să treacă numai frecvențele vocale obținute prin demodulare;

— amplificatorul vocal *AV*, ce mărește nivelul frecvențelor vocale spre a fi trimise prin transformatorul diferențial *TD* spre abonat.

Legătura între terminalele *A* și *B* se face prin două circuite identice aeriene sau în cablu. Caracteristic transmisiei pe patru fire este utilizarea aceluiași spectru de frecvență în ambele sensuri de transmisie. Echipamentele terminale și repetoarele intermediare sînt simple, dar necesitatea a două circuite este un dezavantaj, mai ales în cazul traseelor aeriene, la care numărul conductoarelor este foarte limitat și costul ridicat.

Transmisiile pe patru fire se folosesc exclusiv pe cablurile interurbane, pozîndu-se de obicei două cabluri separate, unul pentru sensul *AB*, celălalt pentru sensul *BA*. Este posibilă și o comunicație pe patru fire într-un singur cablu, dar apar dificultăți mari datorită paradiafoniei dintre perechi.

## E. TRANSMISII PE DOUĂ FIRE

Se pot realiza căi bilaterale de înaltă frecvență și pe o singură pereche de conductoare (două fire), prin sisteme de curenți purtători avînd frecvențe diferite de transmisie pe cele două sensuri și echipate cu filtre direcționale, pentru cuplarea la linie a frecvențelor celor două sensuri.

La terminalul *A* (fig. 9.12), frecvențele vocale sînt modulate cu purtătorul  $F_1$ , banda laterală dorită trece prin filtrul de bandă  $FB_1$ , prin amplificatorul de emisie *AE* prin partea de emisie *AB* a filtrului direcțional.

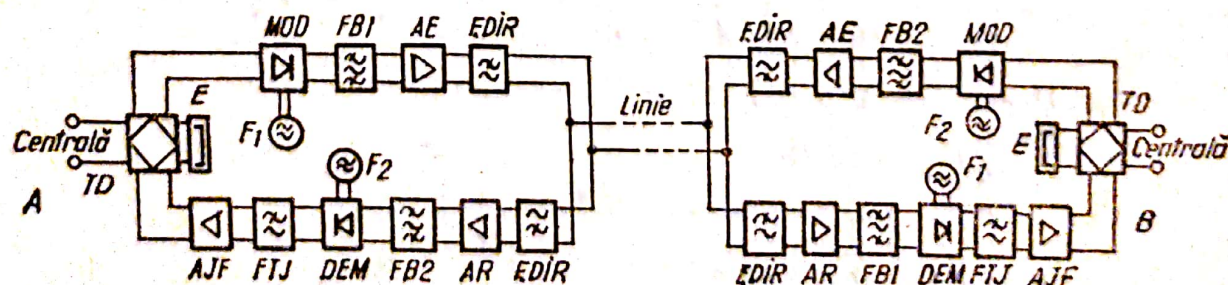


Fig. 9.12. Căi de înaltă frecvență pe 2 fire.



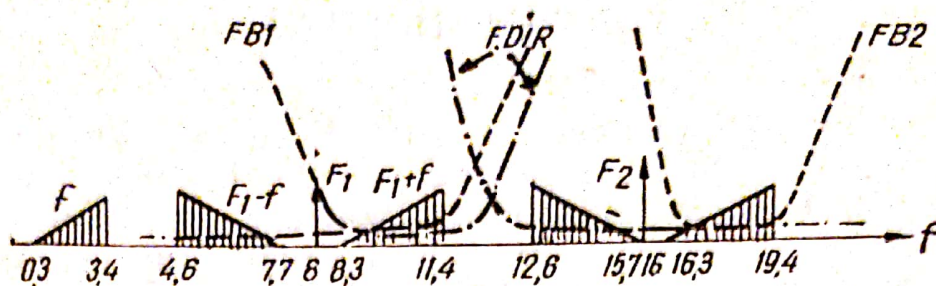


Fig. 9.13. Spectrul de frecvențe al unei căi pe 2 fire.

La terminalul *B*, curentul de înaltă frecvență din linie trece prin partea de recepție *AB* a filtrului direcțional, prin amplificatorul de recepție *AR*, filtrul trece bandă *FB<sub>1</sub>* (identic cu cel de la emisia terminalului *A*) și este demodulat tot cu frecvența purtătoare *F<sub>1</sub>*. Frecvența vocală rezultată trece prin filtrul trece jos *FTJ* și transformatorul diferențial *TD* spre abonat.

Transmisia convorbirii în sensul opus *BA* se realizează în mod analog, dar folosind o altă frecvență purtătoare *F<sub>2</sub>*. Banda laterală aleasă trece prin filtrul de bandă *FB<sub>3</sub>*, este amplificată și transmisă spre linie prin partea de emisie *BA* a filtrului direcțional de la terminalul *B*.

La terminalul *A*, partea de recepție *BA* a filtrului direcțional și filtrul trece bandă *FB<sub>2</sub>* (identic cu cel de la emisia terminalului *B*) lasă să treacă curenții recepționați, care sînt demodulați cu frecvența purtătoare *F<sub>2</sub>* produsă local.

Figura 9.13 arată spectrul de frecvență al unei căi pe două fire, la care s-a luat  $F_1 = 8 \text{ kHz}$  și  $F_2 = 16 \text{ kHz}$ . În sensul *AB* se transmite banda laterală  $F_1 + f = 8 + (0,3 \dots 3,4) = 8,3 \dots 11,4 \text{ kHz}$ , iar în sensul *BA* banda laterală  $F_2 - f = 16 - (0,3 \dots 3,4 \text{ kHz}) = 12,6 \dots 15,7 \text{ kHz}$ . Caracteristicile filtrelor de bandă *FB<sub>1</sub>*, *FB<sub>2</sub>* și *FB<sub>3</sub>*, *FB<sub>4</sub>* sînt trasate cu linie întreruptă. Se observă că opresc banda laterală nedorită a sensului respectiv.

Filtrul direcțional are o secțiune trece-jos și una trece-sus, puse în paralel spre bornele de linie. Cele două secțiuni au aceeași frecvență de tăiere  $12 \text{ kHz}$ , aleasă între frecvența maximă a sensului *AB* adică  $11,4 \text{ kHz}$  și frecvența minimă a sensului *BA*, respectiv  $12,6 \text{ kHz}$ . În acest fel (curba linie-punct) prin partea trece-jos a filtrului direcțional trec frecvențele sensului *AB*, iar prin partea trece sus frecvențele sensului *BA*.

**Concluzie.** Pe liniile aeriene se folosesc exclusiv sisteme pe două fire deoarece două circuite ar costa mult. Pe cabluri interurbane se folosesc sisteme pe patru fire.



## F. SISTEME MULTI-CĂI

Dacă frecvențele purtătoare  $F_1, F_2, F_3$  a mai multor căi sînt destul de depărtate între ele atunci benzile de frecvență ale căilor pot fi eșalonate în diferite porțiuni succesive ale spectrului de înaltă frecvență. Se obțin astfel pe un același circuit fizic (aerian sau cablu) mai multe convorbiri simultane.

La sistemele de patru fire, frecvențele purtătoare sînt identice la ambele terminale. La sistemele pe două fire, frecvențele purtătoare diferă la cele două terminale, iar filtrele direcționale asigură separarea frecvențelor sensului  $AB$  de ale sensului  $BA$ .

Astfel la un sistem cu trei căi (fig. 9.14) frecvențele vocale 300–3 400 Hz ale celor trei căi se modulează la terminalul  $A$  cu frecvențele purtătoare 8, 12 și 16 kHz, selecționîndu-se benzile laterale inferioare 4,6–7,7 kHz pentru calea 1, 8,6–11,7 kHz, pentru calea 2 și 12,6–15,7 kHz pentru calea 3. După amplificare, aceste benzi laterale se reunesc formînd spectrul de frecvențe 4,6–15,7 kHz al sensului  $AB$  ce trece spre linie prin secțiunea trece-jos a filtrului direcțional cu frecvența de tăiere 17 kHz.

La terminalul  $B$ , frecvențele celor trei căi trec prin partea trece-jos a filtrului direcțional de recepție sînt amplificate și selectate pentru fiecare cale prin filtre trece bandă, identice cu cele de emisie.

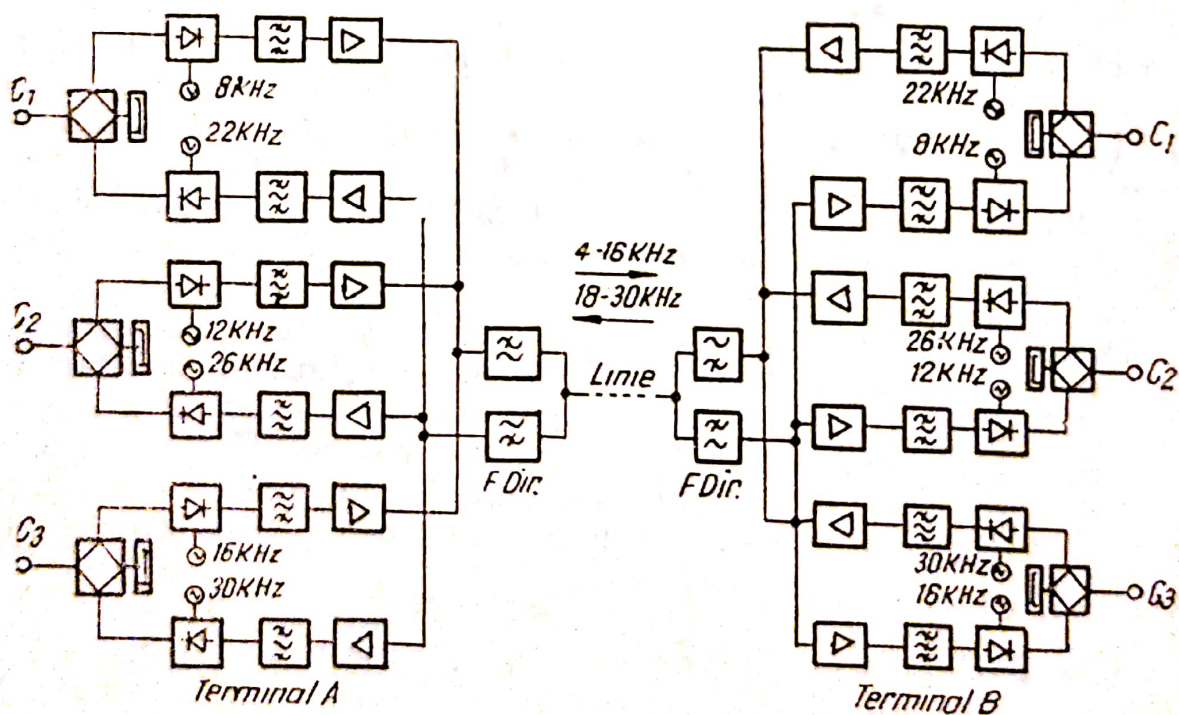


Fig. 9.14. Schema de principiu a unui sistem cu 3 căi.



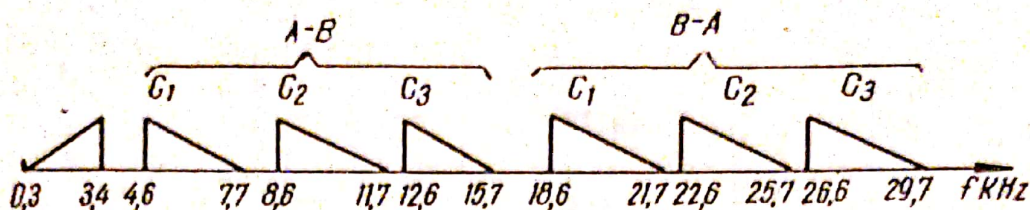


Fig. 9.15. Diagrama de frecvențe a sistemului cu 3 căi.

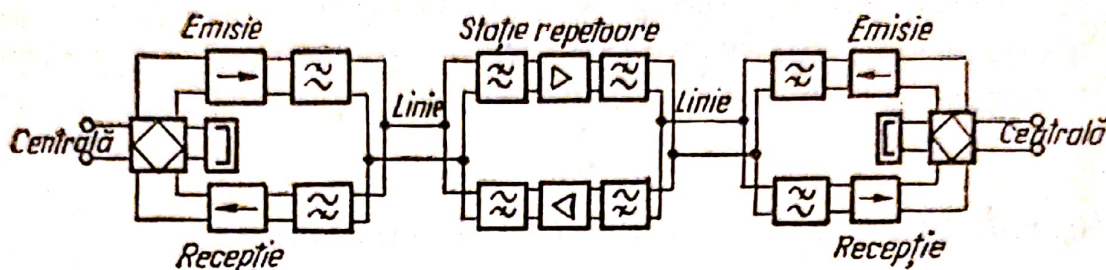


Fig. 9.16. Introducerea unui repetor la o transmisie pe 2 fire.

Demodularea se face cu aceleași frecvențe 8, 12 și 16 kHz.

Pentru transmisie în sensul opus, la terminalul B căile sînt modulate respectiv cu 22, 26 și 30 kHz. Prin filtre de bandă se aleg benzile laterale inferioare 18,6—21,7 kHz; 22,6—25,7 kHz și 26,6—29,7 kHz, care prin reunire dau spectrul 18,6—29,7 kHz al sensului BA. Acesta se transmite prin secțiunile trece sus ale filtrelor direcționale și este demodulat la terminalul A tot cu frecvențele 22,26 și 30 kHz (fig. 9.15).

Separarea sensului de amplificare în stațiile repetitoare se realizează tot prin filtre direcționale (fig. 9.16). Acestea împiedică formarea unei bucle închise de reacție între cele două amplificatoare (ale sensurilor AB și BA) și oscilația ce s-ar produce la frecvențele pentru care reacția este pozitivă.

## G. SISTEME CU MODULAȚIE ÎN COD A IMPULSURILOR

Curenții vocali ai căilor (fig. 9.17) sînt mai întîi eșantionați apoi se realizează o modulare de amplitudine a impulsurilor. Se obțin impulsuri cu amplitudine proporțională cu valoarea instantanee a tensiunii vocale în momentul eșantionării.

Căile sînt explorate cu o viteză de 8 kHz deci la fiecare 125 microsecunde.



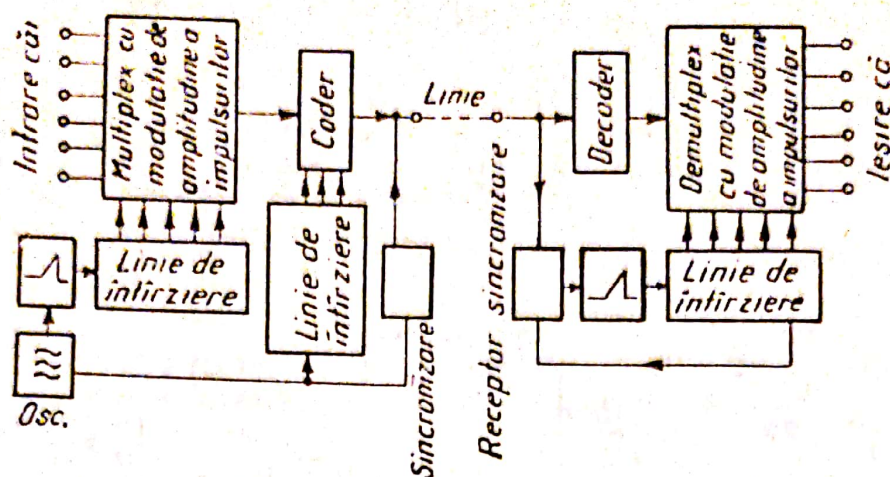


Fig. 9.17. Schema bloc a unui sistem cu modulație în cod a impulsurilor.

Un generator foarte precis cu cuarț OSC produce un curent sinusoidal de înaltă frecvență din care se obțin impulsuri cu durată foarte scurtă într-un circuit deformator. Aceste impulsuri se aplică unei linii de întârziere cu prize intermediare de la care se culeg impulsuri „de tact” succesive pentru fiecare cale, așa ca la 125 microsecunde să fie explorate toate căile sistemului. După 125 de microsecunde ciclul de eșantionare se reia de la început.

Impulsurile căilor modulate în amplitudine se prezintă apoi succesiv la intrarea unui dispozitiv de cuantizare (coder) care exprimă treapta (nivelul) ce corespunde amplitudinii fiecărui impuls printr-un număr în cod binar. Acest număr este trimis în linie sub forma unei succesiuni de 7 impulsuri (0 sau 1) cum s-a arătat în capitolul 8.

Se mai trimit în linie la intervale convenabile și impulsuri de sincronizare care asigură corecta desfășurare în timp a decodificării și succesiunii căilor la recepție. Aici impulsurile de sincronizare sînt extrase din semnalul de linie, regenerate ca formă și aplicate unei linii de întârziere obținîndu-se de la prizele acestora impulsurile „de tact”.

Un decodificator (decoder) transformă cele 7 impulsuri din linie (ce reprezintă informația cuprinsă în eșantionul unei căi) din nou într-un impuls cu amplitudine corespunzătoare treptei respective ce se aplică unui circuit de distribuie comandat de impulsurile de tact. Acestea se succed în timp absolut sincron cu cele de la emisie și deschid succesiv circuite poartă spre recepția fiecărei căi, lăsînd să treacă impulsul respectiv. Prin filtre trece jos 3 400 Hz, succesiunea de impulsuri ce se repetă de 8 000 de ori pe secundă la fiecare cale este transformată într-un curent vocal normal de joasă frecvență.



Sistemele cu modulație în cod a impulsurilor numite și sisteme *PCM* (de la denumirea engleză „pulse code modulation”) funcționează totdeauna pe patru fire, adică pe o pereche în cablu pentru fiecare sens. Echipamentele terminale sînt identice. Avantajul sistemelor *PCM* este că funcționează bine chiar pe circuite cu zgomot propriu relativ mare. Se pot folosi deci perechi din cablurile urbane obișnuite, dar echipate cu regeneratoare (repetoare ce refac forma corectă a impulsurilor) la distanțe scurte (2—3 km).

S-a realizat și în țara noastră un sistem *PCM* cu 30 căi pentru asigurarea numărului necesar de intercomunicații între centralele telefonice automate din același oraș și pentru realizarea de circuite suburbane.

#### REZUMAT

- Transmisii prin curenți purtători:
  - cu ambele benzi laterale și frecvența purtătoare;
  - cu o singură bandă laterală, obținîndu-se număr dublu de căi într-un spectru dat.
- Transmisiile pe patru fire au același spectru în ambele sensuri și sînt folosite pe cabluri interurbane.
- Transmisiile pe două fire au spectre diferite pe cele două sensuri. Folosesc filtre direcționale pentru separarea sensurilor. Se folosesc mai ales pe linii aeriene.
- Sistemele multicăi eșalonează prin modulări convenabile căile în spectrul de înaltă frecvență.
- Sistemele *PCM* asigură prin eșantionare modularea de amplitudine a impulsurilor, cuantizare și sincronizare transmiterea în cod binar a informației căilor între cele două terminale, eventual cu regeneratoare intermediare.



## CAPITOLUL 10

# CARACTERISTICILE DE TRANSMISIE ALE CĂILOR DE TELECOMUNICAȚII

### A. INTELIGIBILITATEA CONVORBIRII

Tipul de informație cel mai des transmis pe căile de telecomunicații este vorbirea omenească.

Vorbirea poate fi obiectiv descrisă prin presiunea acoustică măsurată în fața gurii, la pronunțarea diferitelor sunete. Mărimea acestei presiuni variază în timp și după frecvența sunetului respectiv. Distribuția probabilă în timp a valorilor presiunii acustice produse de vorbire este dată în figura 10.1.

Alt parametru de bază al vorbirii este spectrul său de frecvență, arătat în figura 10.2. Aici curbele trasate cu linie plină arată probabilitatea pe care o are fiecare frecvență de a depăși un anumit nivel dat. Curba punctată arată spectrul mediu de frecvențe al vorbirii.

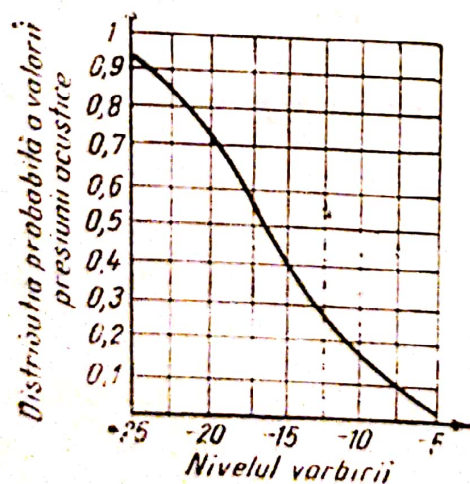


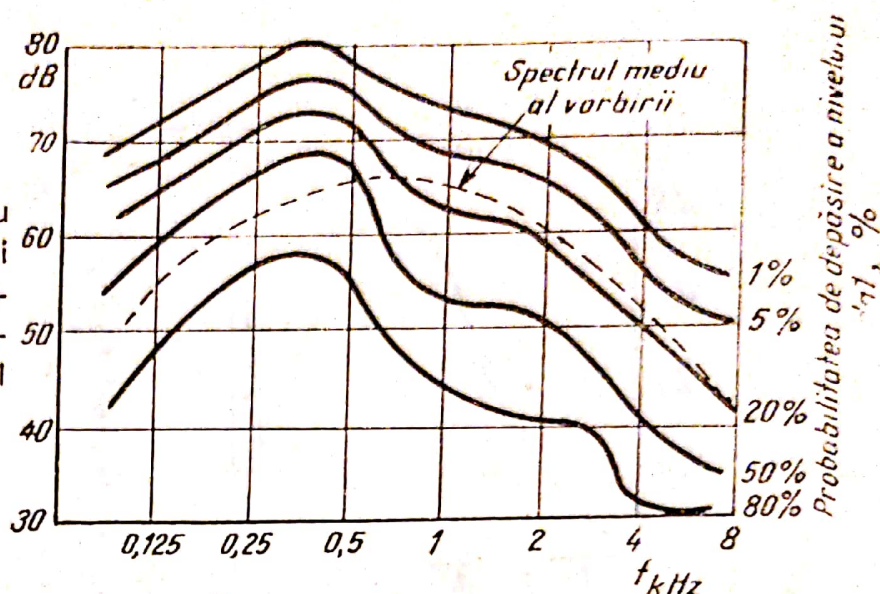
Fig. 10.1. Distribuția probabilă a nivelurilor ce apar în timpul convorbirii, în dB.

Presiunea acoustică este apoi transformată în semnale electrice prin transductoare electroacustice (capsula microfonică și cea receptoare).

Cel mai important parametru al transmisiei este inteligibilitatea vorbirii la extremitatea de recepție. Inteligibilitatea se apreciază printr-o valoare procentuală ce arată câte



Fig. 10.2. Spectrul mediu de frecvențe al vorbirii (linia punctată) și probabilitatea la o anumită frecvență de depășire a unui nivel dat (linia plină).

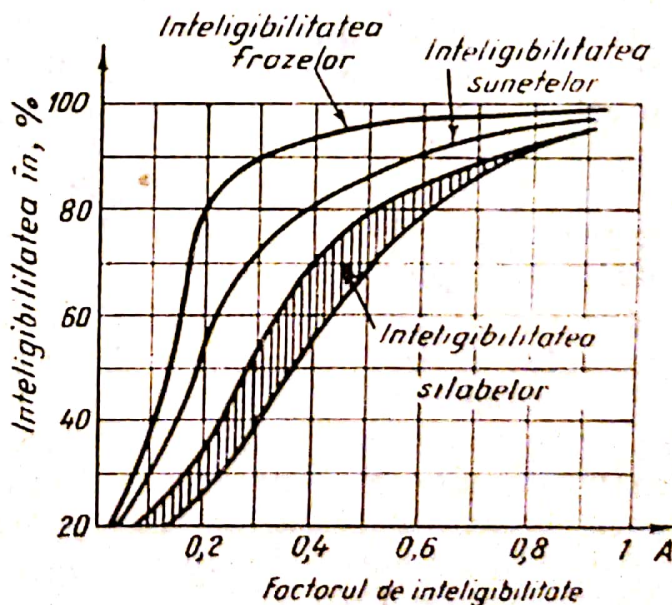


dintre o sută de litere, silabe, cuvinte sau fraze pot fi înțelese perfect. Figura 10.3 arată inteligibilitatea acestora în funcție de un factor comun  $A$ , numit factor de inteligibilitate. Prin experiențe s-a determinat cum este influențat factorul de inteligibilitate de către unii parametri ai circuitului respectiv, obiectivi și măsurabili:

$$A = V \cdot F \cdot M. \quad (10.1)$$

Factorul  $V$  arată dependența inteligibilității de nivelul semnalului recepționat. Valoarea  $V = 1$  corespunde nivelului sonor cel mai convenabil pentru ureche. La nivele sonore mai mari urechea este

Fig. 10.3. Dependența inteligibilității frazelor sunetelor și silabelor în funcție de factorul de inteligibilitate  $A$ .





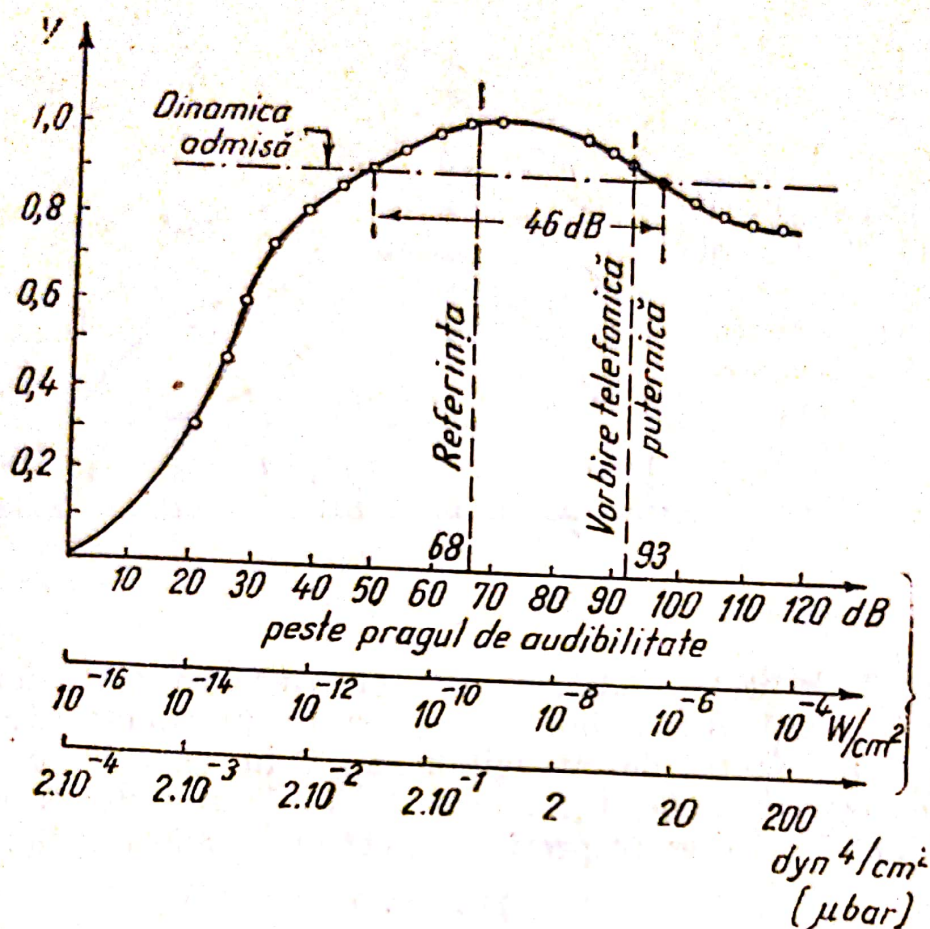


Fig. 10.4. Cum depinde factorul de inteligibilitate de nivelul mediu al convorbirii.

suprasolicitată și  $V$  scade. Figura 10.4. ce corespunde unui circuit ce transmite liniar frecvențele 300—3 400 Hz și nu are zgomote parazite, arată că maximum de inteligibilitate ( $V = 1$ ) corespunde unui nivel sonor cu 68 dB peste pragul de sensibilitate al urechii. Mai rezultă că valoarea factorului  $V$  nu scade cu peste 10% într-un interval de 46 dB variație a intensității sonore recepționate (dinamica convorbirii). Nivelul sonor de 93 dB corespunde unui sunet puternic în receptorul telefonic.

Factorul  $F$  arată cum scade inteligibilitatea (fig. 10.5) la reducerea spectrului de frecvențe transmis, printr-un filtru trece-jos (curba A) sau printr-un filtru trece sus (curba B). În abscisă este trecută frecvența de tăiere a filtrului respectiv. La limitarea superioară a spectrului transmis la 3 400 Hz, factorul  $F$  nu scade decât cu 4% iar limitarea inferioară la 300 Hz reduce pe  $F$  doar cu 2%. Deci reducerea concomitentă a convorbirii la 300 — 3 400 Hz reduce inteligibilitatea doar cu 5%.



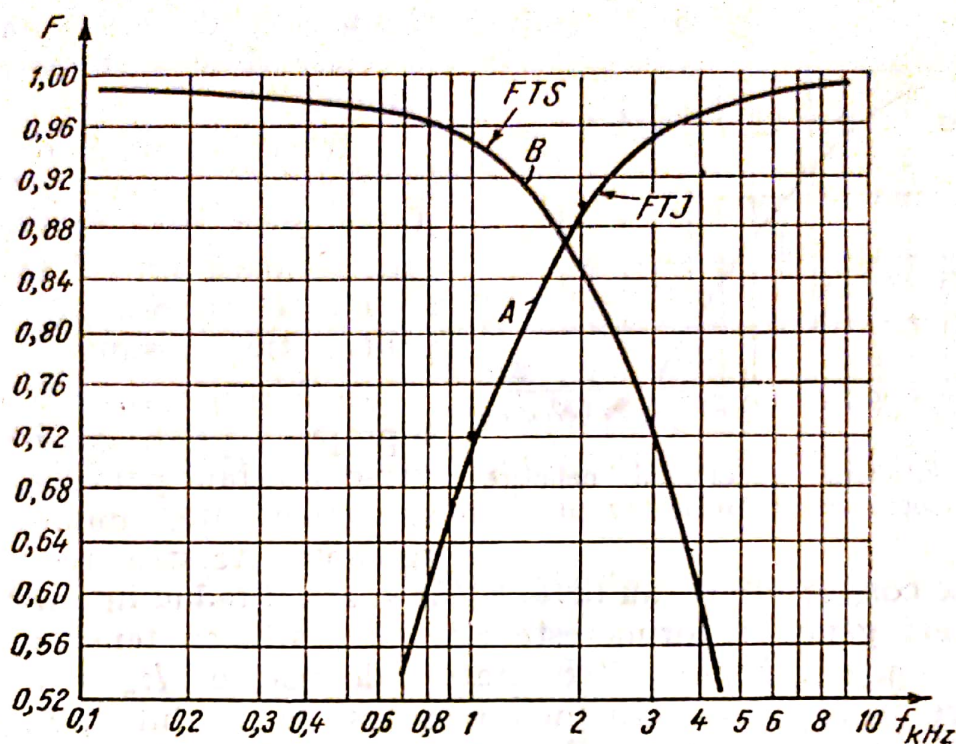


Fig. 10.5. Efectul reducerii spectrului de frecvențe transmise asupra inteligibilității.

Factorul  $H = H_{\Delta f} \cdot H_{\varphi} \cdot H_d \cdot H_n$  arată dependența inteligibilității de distorsiunile transmisiei. Mărimea  $H_{\Delta f}$  arată cum scade inteligibilitatea (fig. 10.6) în funcție de deplasarea  $\Delta f$  a spectrului de frecvențe vocale (desincronizarea dintre frecvențele purtătoare de la emisie și recepție). O deviație de câțiva herți nu produce înrăutățiri apreciable.

Efectul distorsiunii de fază este mic, deci  $H_{\varphi} \simeq 1$ . Mărimea  $H_d$  arată efectul distorsiunii neliniare a circuitului. Coeficientul auxiliar  $\Delta a$  arată diferența dintre atenuarea circuitului, măsurată la nivelul cel mai scăzut și cel mai ridicat ce trebuie transmis. Pentru dinamica normală a convorbirii (circa 46 dB), figura 10.7 arată relația dintre  $H_d$  și  $\Delta a$ .

Distorsiunile neliniare reduc rapid inteligibilitatea din două motive: schimbarea amplitudinilor instantanee ale convorbirii

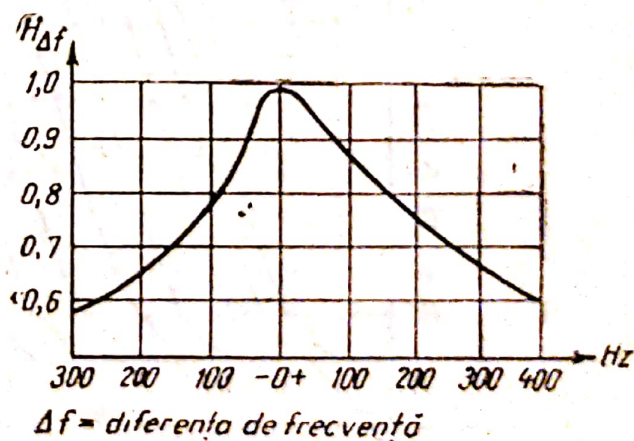


Fig. 10.6. Influența deplasării spectrului de frecvențe asupra inteligibilității.



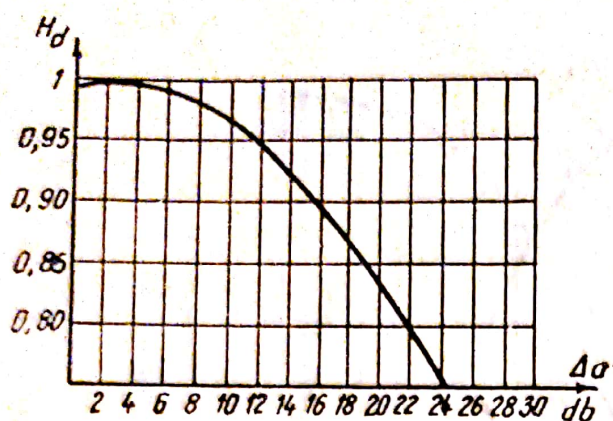


Fig. 10.7. Influența distorsiunii nelineare asupra inteligibilității.

și apariția de noi componente în convorbire (armonice și intermodulație).

Efectul zgomotelor asupra inteligibilității este dat de  $H_n$ . Acest efect este foarte important și joacă un rol esențial în stabilirea condițiilor calitative pentru transmisiuni.

În cursul transmisiei se pot suprapune peste convorbire diverse tensiuni parazite, de diferite frecvențe, numite global zgomote. Acestea acoperă frec-

vențele de convorbire ce au nivel redus și astfel reduc inteligibilitatea.

Cea mai generală formă este zgomotul alb, cu tensiuni egale la toate frecvențele. Figura 10.8 arată valoarea lui  $H_n$  în funcție de nivelul mediu al convorbirii (în abscisă) și de nivelul de zgomot alb ca parametru (liniile pline). S-au reunit prin linii punctate punctele ce corespund unui același raport semnal-zgomot. Se observă că un raport semnal/zgomot de 40 dB este în general-satisfăcător ( $H_n > 0,9$  pentru toate nivelele de convorbire). Eforturi pentru a mări peste 50 dB raportul semnal/zgomot sînt costisitoare, iar creșterea obținută a inteligibilității este sub 1%.

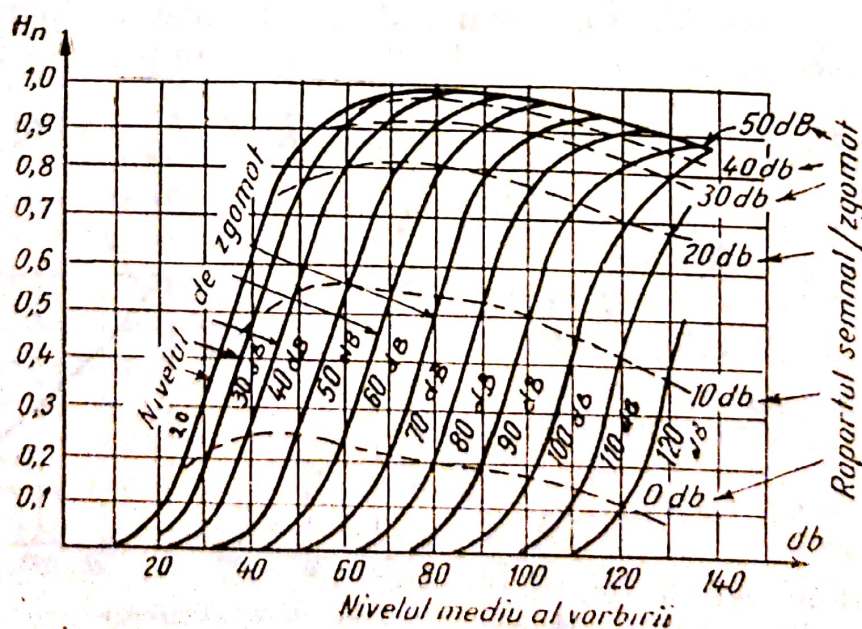


Fig. 10.8. Relația între nivelul mediu al convorbirii, raportul semnal-zgomot și inteligibilitate.



## B. ECHIVALENTUL CĂII

Cu o presiune acustică normală de o barie (acțiunea unei forțe de 1 dynă aplicată pe o suprafață de 1 cm<sup>2</sup>), s-a măsurat inteligibilitatea prin metoda logatomilor, în funcție de atenuarea circuitului.

Un operator pronunță în fața unui microfon un număr de silabe fără semnificație proprie (logatomi) iar la capătul de recepție alt operator înregistrează sunetele auzite în receptor.

Logatomii, neavând semnificație proprie, elimină compensarea cerebrală prin asociație a deficiențelor apărute în transmisie.

Coeficientul procentual de articulație este:

$$S = \frac{\text{nr. logatomilor corect recepționați}}{\text{nr. logatomilor transmiși}} \cdot 100 [\%] \quad (10.2)$$

Coeficientul de articulație nu scade sub 55% dacă atenuarea totală (fig. 10.9) a circuitului nu depășește 4,6 Np (40 dB), valoarea admisă în prezent de CCITT ca limită pentru echivalentul de referință (atenuarea reziduală a circuitului) între doi abonați situați în același continent, incluzând și aparatele lor telefonice.

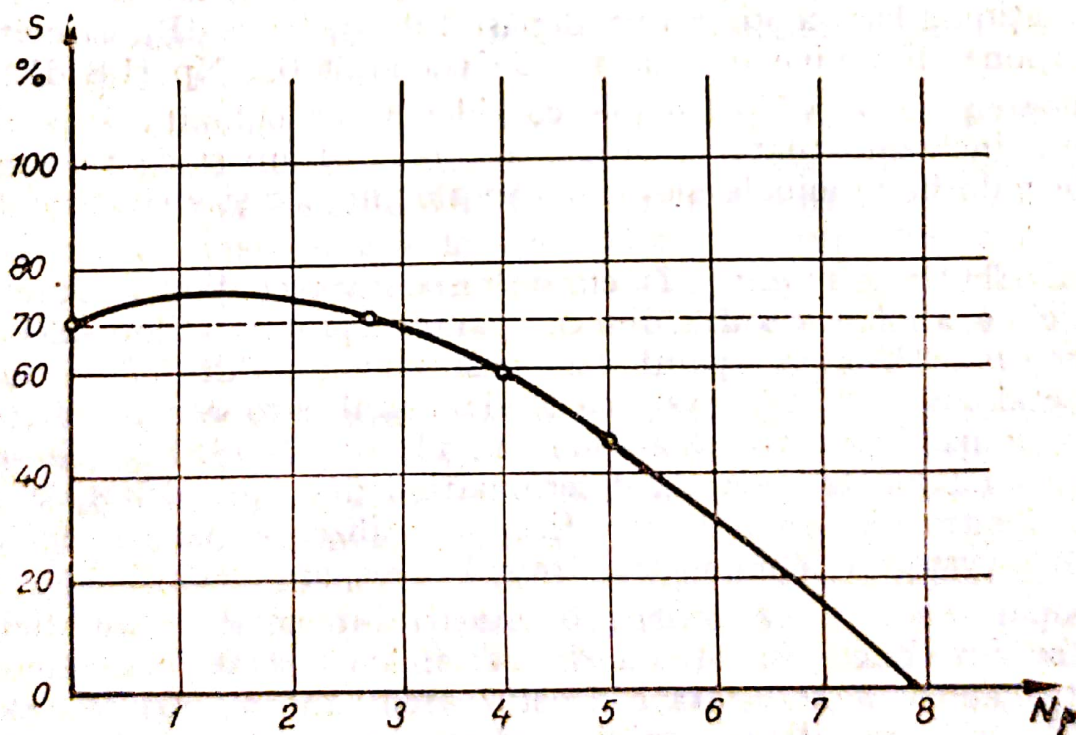


Fig. 10.9. Dependența coeficientului de articulație de atenuarea circuitului telefonic.



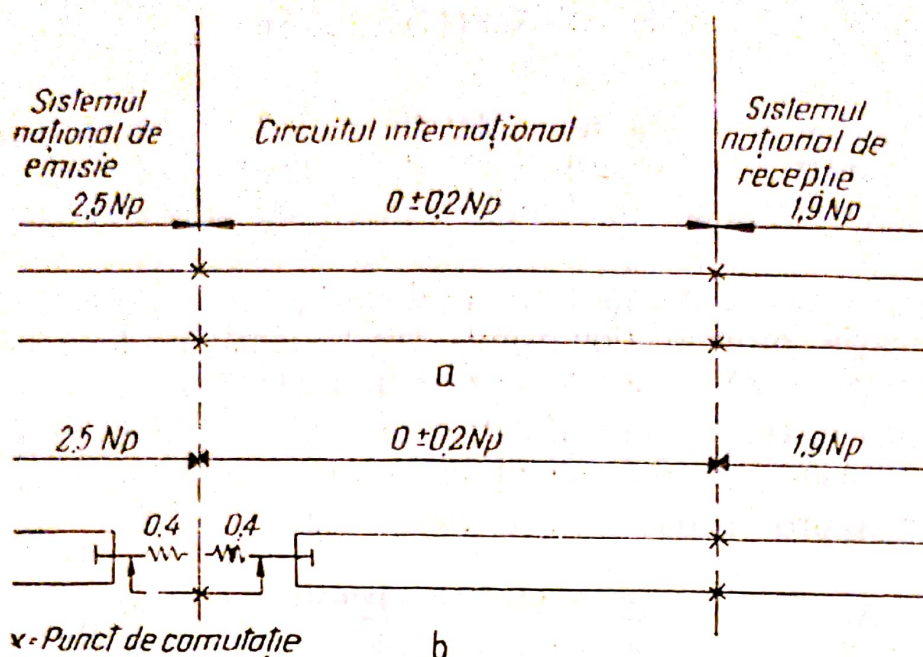


Fig. 10.10. Repartiția echivalentului de referință al CCITT:  
 a — comutație pe 4 fire la capetele unui circuit internațional; b — comutația pe 2 fire la capetele circuitului internațional.

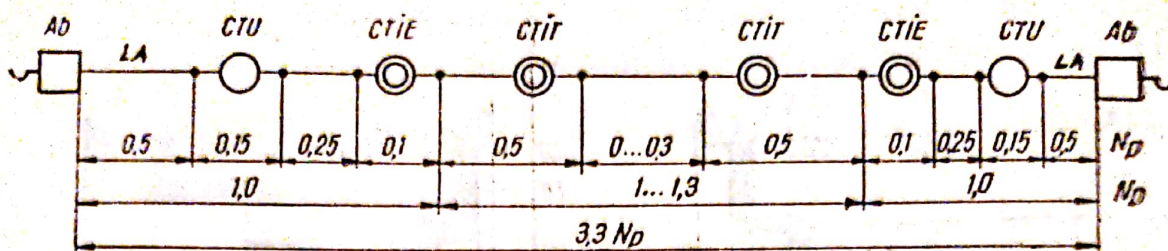
Echivalentul de referință al sistemului național la emisie (fig. 10.10) nu trebuie să depășească  $2,5 N_p$  (21,7 dB), iar cel al sistemului național la recepție nu va depăși  $1,9 N_p$  (16,5 dB). Circuitului internațional îi revine o atenuare de cel mult  $0,2 N_p$  (1,8 dB).

Valoarea de  $4,6 N_p$  trebuie considerată ca o limită superioară absolută, incluzînd toate variațiile posibile în timp și de toleranțele față de valorile nominale ale echivalenților liniilor și aparatelor telefonice.

Echivalenții de referință la emisie respectiv recepție ai aparatului telefonic de abonat rezultă din compararea proprietăților sale electroacustice cu a unui aparat etalon stabilit de CCITT. Inițial s-a folosit etalonul SFERT (Système fondamental européen de référence pour la transmission téléphonique), iar ulterior NOSFER (Nouveau système fondamental pour la détermination des équivalents de référence). Pentru determinări practice se utilizează sisteme de lucru SETAB (Systèmes étalons de travail avec appareils d'abonné).

Compararea se face pentru o aceeași intensitate a audiției, de aceea se introduce un atenuator variabil în serie cu sistemul de referință. Valoarea rezultată a acestui atenuator reprezintă echivalentul de referință al aparatului de abonat măsurat. Scăzînd echivalentul de referință mediu al aparatelor telefonice, rezultă că echi-





CTU - Centrală telefonică urbană  
 CTIE - Centrală telefonică interurbană externă  
 CTIT - Centrală telefonică de tranzit  
 LA - Linie de abonat

Fig. 10.11. Repartiția echivalentului la un circuit interurban cu comutație manuală.

valentul de referință maxim admisibil în rețeaua națională nu trebuie să depășească  $3,3 N_p$ . Figura 10.11 arată repartizarea acestui echivalent pe diferitele porțiuni ale unei rețele telefonice interurbane cu comutație manuală. Repartizarea echivalentului de referință pentru rețeaua automată interurbană este arătată în capitolul 13.

CCITT mai indică următoarele recomandări pentru echivalenții circuitelor telefonice:

- echivalentul (atenuarea reziduală) trebuie să fie același pentru ambele sensuri de convorbire;

- echivalentul circuitelor pe două fire nu trebuie să fie mai mic de  $0,8 N_p$  la nici o frecvență;

- echivalentul circuitelor internaționale semiautomate sau automate ce folosesc codurile de semnalizare recomandate de CCITT, trebuie să fie mai mic de  $0,8 N_p$  în ambele sensuri. Se include aici atenuarea de inserție a echipamentelor de comutație la intrare și ieșire, ca și toate atenuatoarele introduse în circuit, în serviciu terminal. O atenuare reziduală mai mică (de exemplu,  $0,4 N_p$ ) poate fi adoptată prin înțelegere între administrațiile PTT naționale.

Verificarea echivalentului de referință al circuitelor se face pe o machetă reprezentând principalele combinații de aparate telefonice, linii de abonat, linii auxiliare și organe de centrale urbane și interurbane și prin compararea cu un sistem etalon CCITT. Altă metodă este măsurarea echivalenților de referință al aparatului telefonic în anumite condiții specifice și prin adăugarea atenuărilor (calculate sau măsurate la 800 Hz) ale liniilor de abonat, ale liniilor auxiliare și ale circuitelor pînă la Centrul de Comutație Internațională, precum și atenuările măsurate la 800 Hz pe o rezistență terminală de  $600 \Omega$  ale organelor centralelor telefonice ce intervin în legătura respectivă.



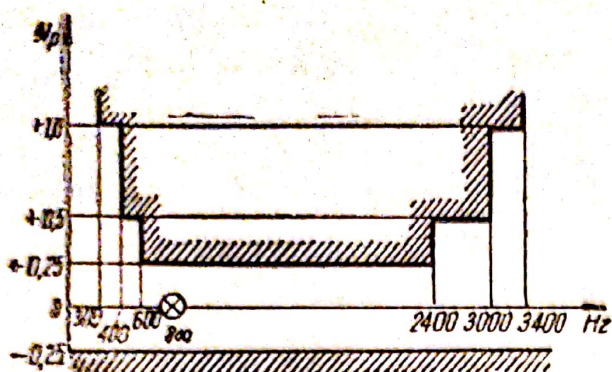


Fig. 10.12. Variatiile admisibile ale atenuării în funcție de frecvență la un circuit telefonic modern.

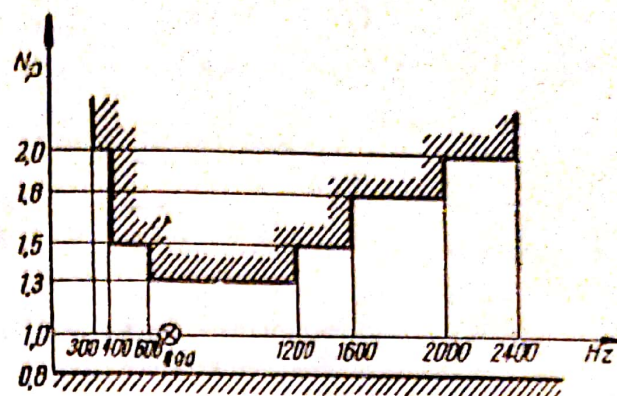


Fig. 10.13. Variatiile admisibile ale atenuării în funcție de frecvență la un circuit de tip vechi pe 2 fire.

### C. CARACTERISTICA DE FRECVENȚĂ

Echivalentul circuitului, măsurat la diferite frecvențe din banda transmisă, diferă în oarecare măsură de valoarea sa nominală, măsurată la 800 Hz. CCITT consideră ca frecvențe efectiv transmise, acele frecvențe la care echivalentul de referință nu depășește cu mai mult de 1 Np echivalentul măsurat la 800 Hz.

Limitele admise de CCITT pentru caracteristica de frecvență a echivalentului sînt date pentru:

- circuitul telefonic modern (fig. 10.12);
- circuitul de tip vechi pe două fire (fig. 10.13);
- circuitul de tip vechi pe patru fire (fig. 10.14);
- circuitul telefonic bază de sistem telegrafic cu 24 căi (fig. 10.15).

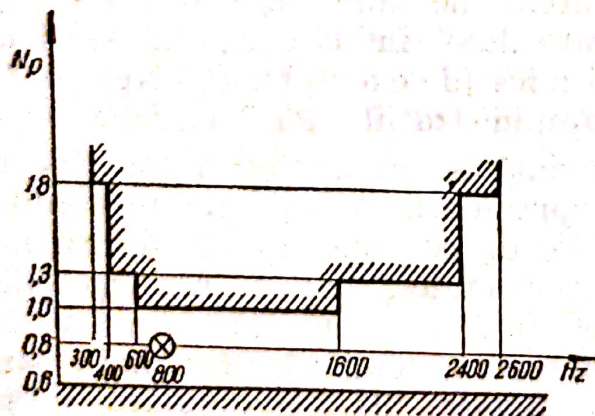


Fig. 10.14. Variatiile admisibile ale atenuării în funcție de frecvență la un circuit de tip vechi pe 4 fire.

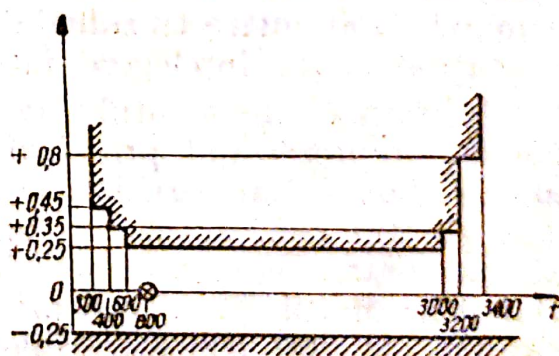


Fig. 10.15. Variatiile admisibile ale atenuării în funcție de frecvență pentru un circuit bază de sistem telegrafic cu 24 căi.



**Notă.** Cum o legătură internațională poate cuprinde mai multe circuite telefonice în tandem, este rațional ca fiecare circuit în parte să utilizeze doar o parte  $\left(\frac{1}{20} \dots \frac{1}{5}\right)$  din limita dată de CCITT.

#### D. STABILITATEA CĂII

Stabilitatea unui circuit telefonic este definită de către CCITT prin expresia :

$$\sigma = q - \frac{q_1 + q_2}{2}, \quad (10.3)$$

în care  $q$  este media aritmetică a atenuărilor reziduale (echivalentul la 800 Hz) măsurat în cele două sensuri de transmisie, în condițiile de lucru. Pentru măsurarea mărimii  $q_1$ , circuitul trebuie lăsat în gol la ambele extremități și mărind câștigul în mod egal în fiecare sens de transmisie, trebuie făcut să oscileze (autoexcitație). Apoi se anulează câștigul pe un sens (de exemplu se întrerupe transmisia pe acel sens) și se măsoară atenuarea reziduală (echivalentul) pe celălalt sens, la 800 Hz. Valoarea astfel măsurată este  $q_1$ . Realizând aceeași măsurare pe sensul opus, se obține valoarea  $q_2$ .

**Notă.** Stabilitatea astfel determinată este aproximativ egală cu câștigul suplimentar care a fost introdus pe fiecare sens de transmisie (cu extremitatea circuitului în gol, deci în cazul celei mai defavorabile terminații) pentru ca circuitul să intre în oscilație. Valoarea minimă admisă este  $\sigma = 0,2$  Np.

#### E. CARACTERISTICA DE AMPLITUDINE

Semnalele transmise pe un canal telefonic variază în timp ca amplitudine. La vîrfurile de semnal se poate produce supraîncărcarea căii de transmisie și nivelul la ieșire nu mai crește proporțional cu nivelul de la intrare, ci se limitează (fig. 10.16). Ca urmare a limitării vor apărea distorsiuni însemnate ale semnalului.



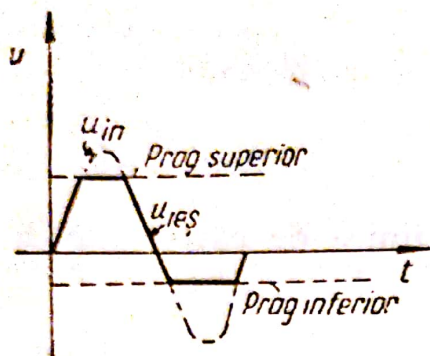


Fig. 10.16. Efectul de limitare a semnalului de convorbire.

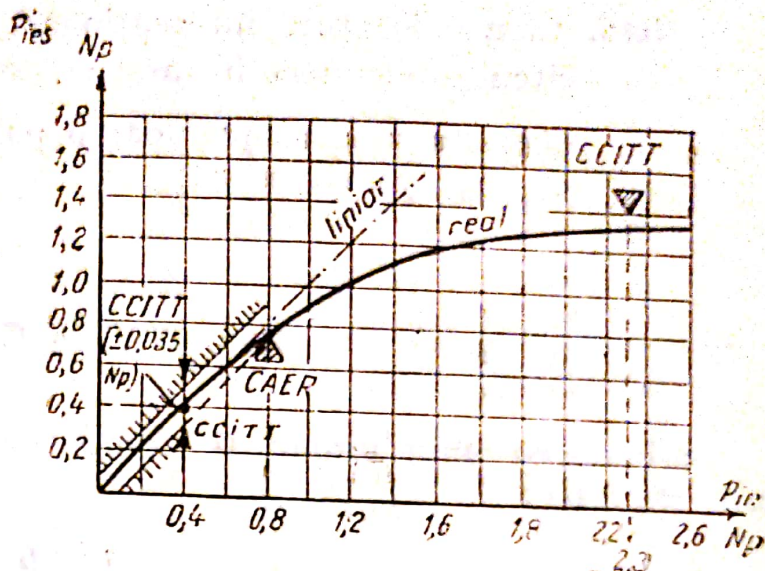


Fig. 10.17. Caracteristica de amplitudine a căii recomandată de CCITT.

Pentru a garanta proporționalitatea (liniaritatea) transmisiei într-o dinamică suficient de mare, CCITT a recomandat (fig. 10.17) ca la o creștere de 0,4 Np a nivelului  $p_{in}$  de intrare în cale față de valoarea sa nominală, creșterea corespunzătoare a nivelului  $p_{ies}$  de la ieșirea căii să nu difere de 0,4 Np cu mai mult de 0,035 Np. Astfel spus, față de nivelul nominal, calea trebuie să transmită fără limitare și nivelele cu 0,4 Np mai mari. În țările membre CAER se recomandă o dinamică de 0,8 Np, în loc de 0,4 Np.

Pe de altă parte, nivelul căilor nu trebuie să supraîncarce echipamentul de grup. CCITT recomandă (fig. 10.17) ca la o creștere de 2,3 Np a nivelului de intrare al căii, creșterea nivelului spre partea de grup să nu depășească 1,4 Np.

## F. DISTORSIUNEA NELINIARĂ

Distorsiunile neliniare ale echipamentelor căilor produc deformarea semnalelor și reduc inteligibilitatea.

Distorsiunile neliniare apărute în părțile de grup ale sistemelor de curenți purtători prin interacțiunea concomitentă a tuturor căilor, produc componente noi (intermodulație) ce sînt percepute în mod neplăcut, mai ales în pauzele convorbirii.

Aplicînd la intrarea unei căi sau în general oricărui cuadripol ce nu este perfect liniar o tensiune sinusoidală cu frecvența  $f$  și nive-



lul prescris, apar la ieșirea sa și tensiuni cu alte frecvențe, de un număr întreg de ori mai mare:  $2f, 3f, \dots, nf$  (armonice).

Dacă amplitudinile respective la ieșire sînt  $U_f, U_{2f}, U_{3f}, \dots, U_{nf}$ , coeficienții individuali ai armonicilor sînt:

$$\begin{aligned} d_2 &= \frac{U_{2f}}{\sqrt{U_f^2 + U_{2f}^2 + \dots + U_{nf}^2}} \approx \frac{U_{2f}}{U_f} \\ d_3 &= \frac{U_{3f}}{\sqrt{U_f^2 + U_{2f}^2 + \dots + U_{nf}^2}} \approx \frac{U_{3f}}{U_f} \end{aligned} \quad (10.4)$$

Coeficientul total de distorsiune armonică este:

$$d = \sqrt{\frac{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{nf}^2}{U_f^2 + U_{2f}^2 + \dots + U_{nf}^2}} \approx \frac{\sqrt{U_{2f}^2 + U_{3f}^2 + \dots + U_{nf}^2}}{U_f} \quad (10.5)$$

Deseori coeficienții individuali și globali se dau procentual.

CCITT nu a emis recomandări precise dar se admite în general ca  $d_2 \leq 2\%$  și  $d_3 \leq 1\%$  la nivelul nominal al căii.

Pentru părțile de grup (modulatoare, amplificatoare) și repetoare, unde neliniaritatea produce efecte grave (diafonie neliniară între căi) se impun condiții foarte severe. De exemplu: dacă  $f_1$  și  $f_2$  sînt frecvențele a două căi oarecare, apar prin intermodulație componente noi cu frecvența  $mf_1 \pm nf_2$ , care vor cădea în spectrele de frecvență ale altor căi, perturbîndu-le.

Se introduce noțiunea de nivel-limită  $p_{lim}$ , ce reprezintă nivelul maxim însumat al căilor în partea de grup, la care semnalul este încă liniar (nedeformat). Deseori nivelul limită se exprimă în neperi sau decibeli peste nivelul nominal de ieșire al unei singure căi ( $N_{pmo}$  sau dBmo).

Distorsiunile neliniare foarte mici specifice părților de grup se exprimă prin ecartul (abaterea) armonicilor respective, ce reprezintă logaritmul inversului coeficientului individual al acelei armonice:

$$\begin{aligned} e_2 &= \ln \frac{1}{d_2} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{1}{d_2} [\text{dB}]; \\ e_3 &= \ln \frac{1}{d_3} [\text{Np}] = 20 \log_{10} \frac{1}{d_3} [\text{dB}]. \end{aligned} \quad (10.6)$$

Se exprimă astfel ușor coeficienți foarte mici de distorsiuni, de exemplu la  $d_3 = 0,01\%$  corespunde ecartul:

$$e_3 = \ln \frac{1}{d_3} = \ln \frac{1}{0,0001} = \ln \frac{1}{10^{-4}} = 9,2 \text{ Np}.$$



## G. TIMPUL DE PROPAGARE

Timpul de propagare poate afecta grav calitatea transmisiunilor bilaterale. Efectele sale nu pot fi reduse la capetele circuitului prin nici un mijloc cunoscut, așa că trebuie respectate riguros prescripțiile ce limitează timpul de propagare. În cazul convorbirii telefonice, dacă timpul de propagare depășește 500 milisecunde, răspunsul va sosi cu atîta întârziere, încît va crea o senzație de perturbare. Din acest motiv s-a limitat la 350 ms timpul de propagare pentru orice circuit intercontinental.

## H. DISTORSIUNEA DE FAZĂ

Distorsiunea de fază se apreciază prin variația timpului de propagare de grup în banda de frecvențe transmise. Distorsiunile mai mari apar la marginile benzii transmise fiind cauzate mai ales de filtrele de cale. Timpul de propagare de grup al unei căi este de forma curbei din figura 10.18.

Valorile admise de CCITT sînt :

$$\tau_m - \tau_{min} \leq 20 \text{ ms ;}$$

$$\tau_M - \tau_{min} \leq 10 \text{ ms,}$$

în care  $\tau_m$  se măsoară la 300 Hz,  $\tau_M$  la 3 400 Hz, iar  $\tau_{min}$  este valoarea minimă a timpului de propagare de grup măsurată în bandă.

## I. ZGOMOTE

În orice cale telefonică un zgomot este perceput în timpul convorbirii și mai ales în pauzele acesteia. Cauzele zgomotului sînt : zgomotul de fond al amplificatoarelor (cu tuburi sau tranzistoare), zgomotul de intermodulație (neliniaritatea echipamentelor de grup), diafonie liniară din alte circuite. Mai contribuie și perturbațiile atmosferice, inducțiile din liniile vecine de înaltă tensiune, brumul (filtrarea insuficientă a redresoarelor), zgomote de natură mecanică (contacte imperfecte, suduri reci).

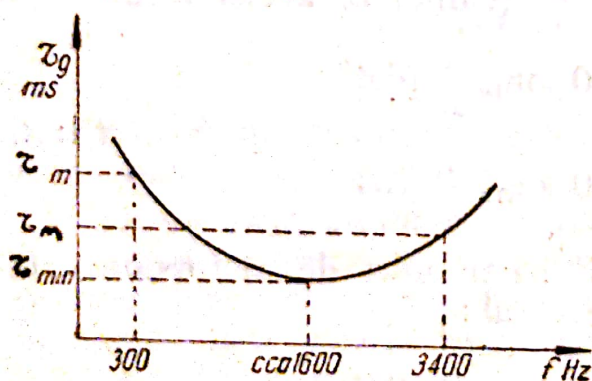


Fig. 10.18. Distorsiunea admisibilă de fază.



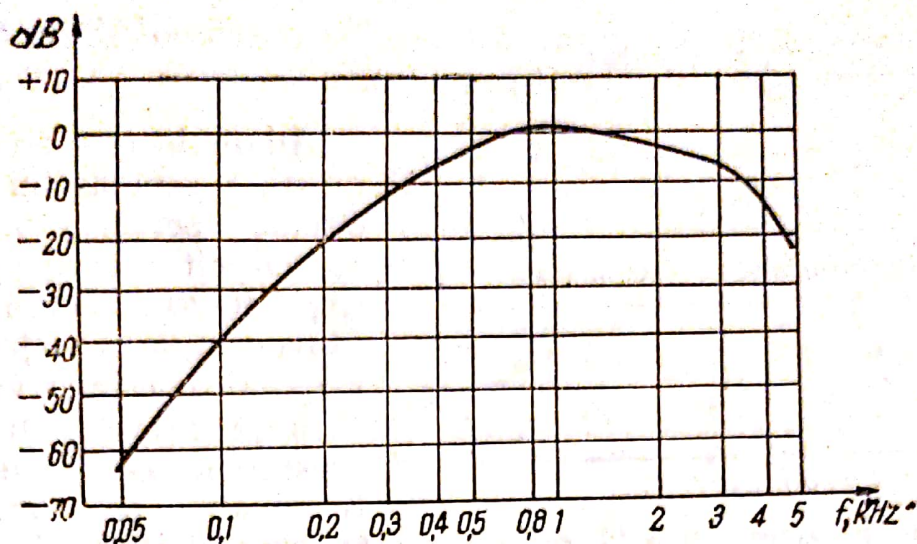


Fig. 10.19. Curba de ponderare psofometrică.

Efectul subiectiv al zgomotului depinde de nivelul său comparativ cu semnalul util și de spectrul său de frecvențe, deoarece urechea nu are aceeași sensibilitate la toate frecvențele. S-a introdus noțiunea de tensiune de zgomot ponderată sau tensiune psofometrică (de la „psofos” = zgomot în limba greacă). Tensiunea psofometrică este egală cu tensiunea unui semnal de 800 Hz care ar produce același efect perturbator ca și zgomotul considerat.

Sensibilitatea urechii scade rapid (fig. 10.19) la frecvențe joase și ceva mai lent la frecvențe înalte, față de 800 Hz.

Tensiunea psofometrică se măsoară la ieșirea căii cu aparatul numit psofometru, ce cuprinde o rețea filtrantă (de ponderare) urmată de un voltmetru electronic. Caracteristica de atenuare a rețelei de ponderare corespunde figurii 10.19, deci fiecare componentă a tensiunii de zgomot este atenuată conform sensibilităților urechii și a capsulelor receptoare medii (curba din fig. 10.19 ține seamă și de acestea). Voltmetrul electronic are detecție pătratică, deci măsoară valoarea efectivă (însumată pătratic) a tuturor componentelor tensiunii de zgomot.

**Notă.** Calitatea convorbirii nu scade sensibil dacă tensiunea psofometrică nu depășește 1 mV la ieșirea căii, în punctul de nivel  $-0,8$  Np sau 2,2 mV în punctul de nivel zero. Acești 2,2 mV corespund unei puteri de zgomot de 8 000 pW măsurată psofometric în punctul de nivel zero. Aceasta se scrie prescurtat 8 000 pWop. În proiectarea circuitelor se rotunjește valoarea de mai sus la 10 000 pWop.



## J. DIAFONIA

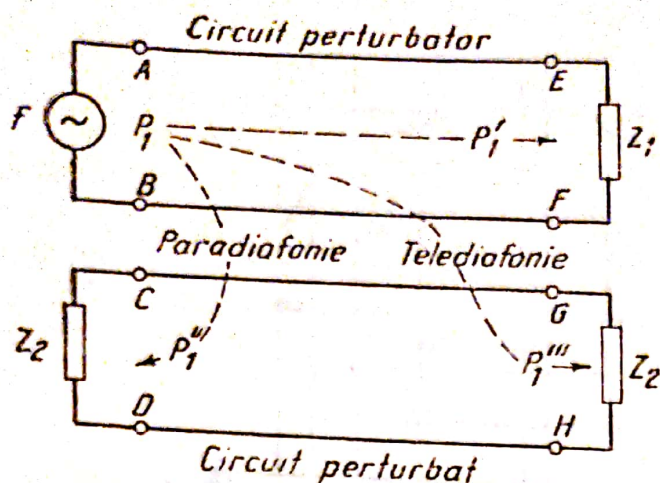


Fig. 10.20. Reprezentarea diafoniei.

**Diafonia** este trecerea nedorită a semnalului dintr-un circuit perturbator într-un alt circuit numit perturbat (fig. 10.20). Diafonia este provocată de cuplajele electromagnetice nesimetrice ce există între circuite. În figură se presupune că circuitele sînt terminate pe impedanțele lor caracteristice  $Z_1$ , respectiv  $Z_2$ . Se notează :

- $P_1$  — puterea aplicată la intrarea circuitului perturbator ;
- $P_1'$  — puterea utilă măsurată la capătul îndepărtat al circuitului perturbator ;
- $P_1''$  — puterea parazită măsurată la capătul apropiat al circuitului perturbat ;
- $P_1'''$  — puterea parazită măsurată la capătul îndepărtat al circuitului perturbat.

**Paradiafonia** este trecerea nedorită a semnalului din circuitul perturbator către capătul apropiat al circuitului perturbat. **Telediafonia** este trecerea nedorită către capătul îndepărtat al circuitului perturbat.

Atenuarea cuadripolului fictiv de cuplare, avînd intrarea în punctele  $AB$  și ieșirea în punctele  $CD$  se numește *atenuare de paradiafonie*. Atenuarea cuadripolului fictiv de cuplare avînd intrarea în punctele  $AB$  și ieșirea în punctele  $GH$  se numește *atenuare de telediafonie* :

$$a_{para} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_1''} ; \quad a_{tele} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_1'''} \quad (10.8)$$

Se notează :  $p_1$  nivelul de putere măsurat în punctele  $AB$ ,  $p_1''$  nivelul de putere în punctele  $CD$  și  $p_1'''$  cel măsurat în punctele  $GH$ .



Transformînd relația (10.8) rezultă atenuările de para și telediafonie în funcție de nivelele de putere măsurate la capetele circuitelor:

$$a_{para} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_1''} = \frac{1}{2} \ln \frac{\frac{P_1}{1 \text{ mW}}}{\frac{P_1''}{1 \text{ mW}}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{1 \text{ mW}} - \frac{1}{2} \ln \frac{P_1''}{1 \text{ mW}} = p_1 - p_1'' \quad (10.9)$$

$$a_{tele} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{P_1'''} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1/1 \text{ mW}}{P_1'''/1 \text{ mW}} = \frac{1}{2} \ln \frac{P_1}{1 \text{ mW}} - \frac{1}{2} \ln \frac{P_1'''}{1 \text{ mW}} = p_1 - p_1'''.$$

Diafonia variază cu frecvența, deoarece atît atenuarea circuitelor cît și cuplajele depind de frecvență.

Atenuările de para și telediafonie nu apreciază obiectiv gradul de perturbare produs de diafonie, care depinde și de nivelul semnalului util în punctele respective.

De exemplu: cu un nivel de 0 Np aplicat la intrarea circuitului perturbator ( $P_1 = 1 \text{ mW}$ ) și o atenuare de telediafonie  $a_{tele} = 7 \text{ Np}$ , nivelul perturbator în punctele GH este de  $-7 \text{ Np}$ . Dacă nivelul util al convorbirii ce se desfășoară pe circuitul perturbat este de  $-3 \text{ Np}$  în punctele GH, diferența dintre semnalul util și perturbator este de numai 4 Np, ceea ce perturbă puternic convorbirea.

Gradul de perturbare este mai bine evaluat prin ecartul diafonic  $A_d$  (abatere diafonică) care este diferența dintre nivelul de putere  $p_{util}$  al semnalului util în punctul considerat și nivelul diafonic  $p_{diaf}$  măsurat în același punct:

$$A_d = p_{util} - p_{diaf}. \quad (10.10)$$

Se presupune că  $p_{util}$  și  $p_{diaf}$  rezultă prin aplicarea unei puteri egale  $P_1 = 1 \text{ mW}$  la intrarea circuitului perturbator (producînd pe  $p_{diaf}$ ) respectiv la intrarea circuitului perturbat (producînd pe  $p_{util}$ ).

La circuitele pe patru fire sensul de transmisie pe cele două circuite este același (fig. 10.21), deci nivelul util în punctele CD este  $p_1$  (ca și în AB), iar în punctele GH este  $p_1 - a_2$ , în care  $a_2$  este atenuarea circuitului perturbat. Ecarturile para și telediafonice sînt:

$$A_{para} = (p_{util} - p_{diaf})_{CD} = p_1 - p_1'' = a_{para}; \quad (10.11)$$

$$A_{tele} = (p_{util} - p_{diaf})_{GH} = p_1 - a_2 - p_1''' = a_{tele} - a_2.$$



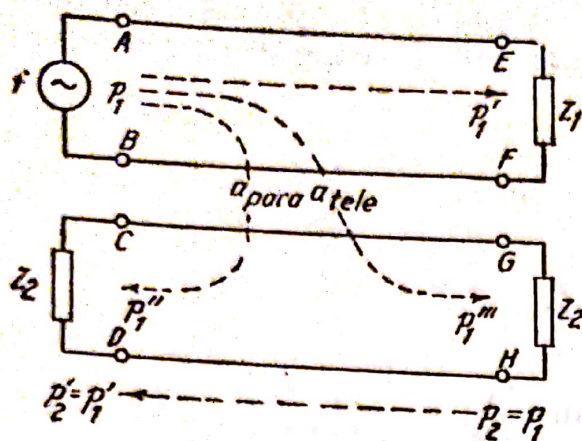


Fig. 10.21. Para și telediafonia între două circuite funcționând pe 4 fire.

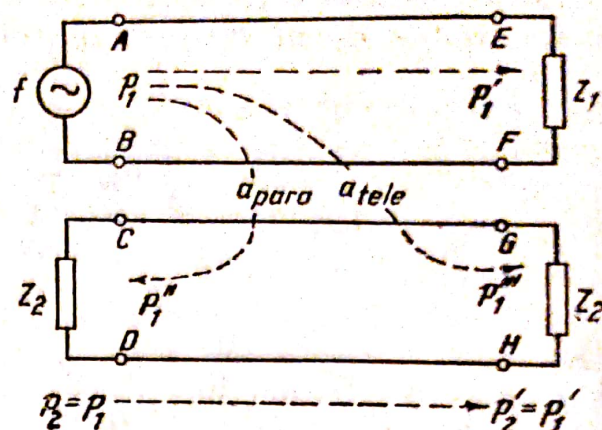


Fig. 10.22. Para și telediafonia între două circuite funcționând pe 2 fire.

Deci la circuitele pe patru fire ecartul de paradiafonie este egal cu atenuarea de paradiafonie, iar ecartul de telediafonie este egal cu diferența dintre atenuarea de telediafonie și atenuarea circuitului perturbat.

La circuitele pe două fire (de exemplu circuitele de abonați urbani) este posibil ca sensurile de transmisie să fie opuse (vorbesc abonații conectați la capetele AB și GH). Nivelul util în CD este  $p_1 - a_2$  ( $a_2$  fiind atenuarea circuitului perturbat), iar în GH este chiar  $p_1$  (fig. 10.22).

Abaterile de diafonie sînt:

$$A_{para} = (p_{util} - p_{diaf})_{CD} = p_1 - a_2 - p_1'' = a_{para} - a_2; \quad (10.12)$$

$$A_{tele} = (p_{util} - p_{diaf})_{GH} = p_1 - p_1''' = a_{tele}.$$

La circuitele pe două fire, la care sensurile de transmisie sînt opuse, ecartul de paradiafonie este egal cu diferența dintre atenuarea de paradiafonie și atenuarea circuitului perturbat, iar ecartul de telediafonie este egal cu atenuarea de telediafonie.

**Atenție!** La circuitele pe două fire este deci mai periculoasă paradiafonia, iar la circuitele pe patru fire telediafonia.

**Observație.** CCITT prescrie pentru circuitele internaționale ecarturi de tele și paradiafonie peste 6,7 Np pentru toate combinațiile posibile. Ecartul minim de paradiafonie între sensul de emisie și cel de recepție a unui căi pe patru fire este 5 Np. Ecarturile minime de



para și telediafonie între căile a două terminale de sistem de curenți purtători, conectate printr-un atenuator echivalent liniei sînt de 7,5 Np.

#### REZUMAT

- Factorii ce influențează inteligibilitatea convorbirii sînt: nivelul de recepție, spectrul de frecvențe transmis de circuit, desincronizarea, distorsiunea neliniară și zgomotele.
- Echivalentul căii este atenuarea sa reziduală la 800 Hz.
- Se admite o atenuare totală de 4,6 Np a circuitului internațional din care 1,3 Np revin echivalenților aparatelor telefonice.
- CCITT a normat toleranța pentru caracteristica de frecvență a căii, stabilitate, caracteristica de amplitudine, distorsiunea neliniară, distorsiunea de fază, tensiunea de zgomot și ecartul diafonic.
- Diafonia este trecerea nedorită a semnalelor între două circuite.
- Poate fi paradiafonie sau telediafonie.



## CAPITOLUL 11

# REPETOARE VOCALE

### A. GENERALITĂȚI

Pentru obținerea de circuite telefonice la mare distanță s-a mărit mai întâi diametrul conductoarelor liniilor aeriene (pînă la 5 mm) iar apoi, după apariția cablurilor interurbane s-a mărit artificial inductanța acestora (pupinizare).

Prin introducerea, după 1915, a repetoarelor vocale, s-au realizat circuite pînă la 2 000 km. Și în prezent repetoarele vocale, pe cabluri cu pupinizare medie, pot asigura în mod economic legături pentru localități secundare.

Repetoarele vocale sînt amplificatoare de frecvență vocală, ce compensează în ambele sensuri de transmisie atenuarea introdusă de linie. Asigură și transmiterea curenților de semnalizare (apel) prin dispozitive de apel.

Repetoarele vocale „universale” pot funcționa pe circuite aeriene din cupru sau oțel și pe cabluri (pupinizate sau nu). Se pot monta pe circuite reale (fizice) sau virtuale (fantome), pot funcționa pe două fire sau patru fire.

Adaptarea dintre impedanțele de intrare și ieșire ale repetoriului vocal (de obicei 600  $\Omega$ ) cu impedanțele caracteristice ale diferitelor circuite se realizează prin bobine translatoare cu raport de transformare corespunzător. Acestea permit și protecția contra tensiunilor periculoase induse pe linii.

Repetorul vocal poate funcționa (fig. 11.1) ca :

- repetor terminal 2/2 fire sau 2/4 fire ;
- repetor intermediar 2/2 fire, 4/4 fire sau 2/4 fire.



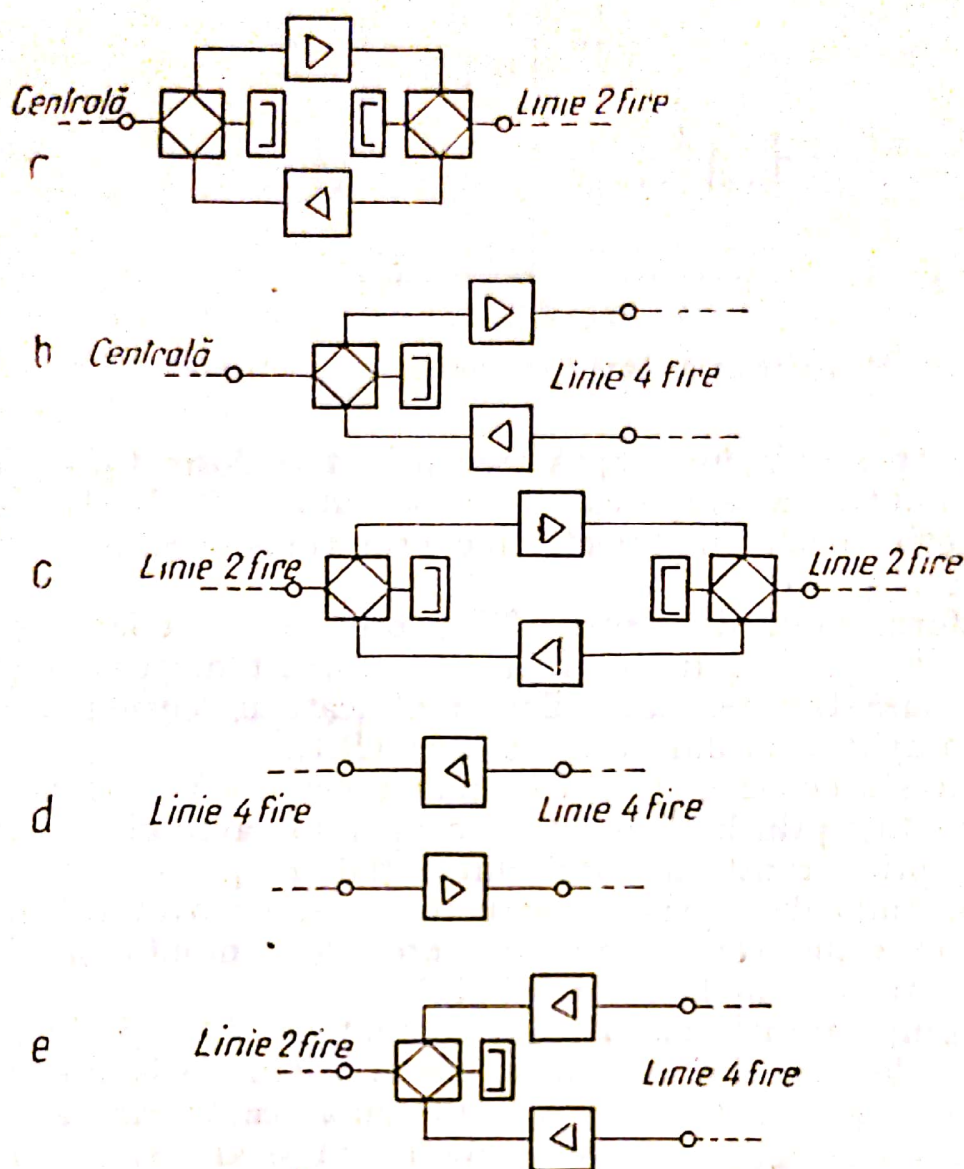


Fig. 11.1. Funcționarea pe circuite a repetorului vocal :  
a — repetor terminal 2/4 fire ; b — repetor intermediar 2/2 fire ; c — repetor intermediar 4/4 fire ; d — repetor intermediar 2/4 fire.

Repetoarele terminale au o extremitate conectată la centrala interurbană iar cealaltă extremitate la linie. Repetorele intermediare au ambele extremități conectate la câte o linie.

## B. SCHEMA DE BAZĂ A REPETORULUI VOCAL

Se va analiza schema cea mai completă, cea a repetorului intermediar 2/2 fire (fig. 11.2).

Curenții de convorbire proveniți de la stația A și reprezentați în



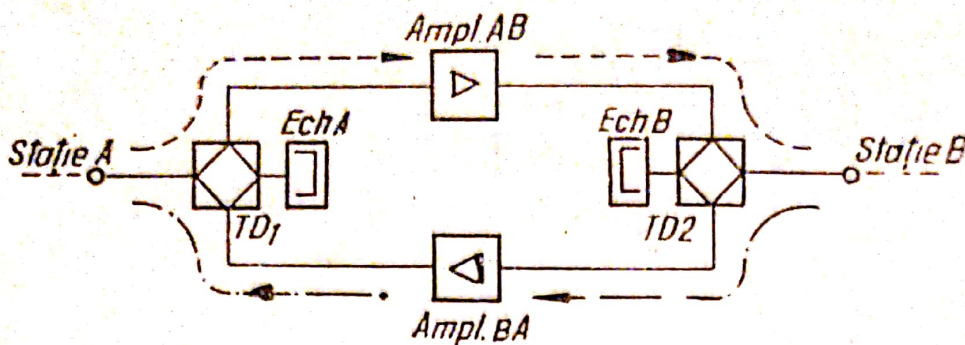


Fig. 11.2. Schema de bază a repetorului vocal intermediar 2/2 fire.

figură printr-o linie întreruptă trec prin transformatorul diferențial  $TD_1$  spre intrarea amplificatorului sensului  $AB$ . De la ieșirea acestuia curenții vocali amplificați trec prin transformatorul diferențial  $TD_2$ , spre stația  $B$ .

Transformatorul diferențial  $TD_2$ , prin construcția sa și cu ajutorul echilibrului  $B$  (notat  $ECH.B$  și format dintr-un dipol  $RLC$ ) împiedică însă trecerea curenților amplificați ai sensului  $AB$  și spre intrarea amplificatorului celuilalt sens ( $BA$ ).

Spre acesta pot trece prin  $TD_2$  numai curenții primiți de la stația  $B$  (reprezențați prin linie-punct) și care, după amplificare, trec către stația  $A$ , prin transformatorul diferențial  $TD_1$ .

Acesta împiedică prin construcția sa și cu ajutorul altui dipol  $RLC$  numit echilibror  $A$ , trecerea curenților amplificați ai sensului  $BA$  spre intrarea amplificatorului  $AB$ .

În absența transformatoarelor diferențiale  $TD_1$  și  $TD_2$ , curenții amplificați de unul din amplificatoare ar pătrunde la intrarea celuilalt amplificator, ar fi amplificați de acesta și ar reveni la intrarea primului amplificator. S-ar forma astfel un lanț închis de amplificare, adică o buclă de reacție și repetorul vocal va intra în oscilație, pe frecvența la care suma defazărilor va fi  $360^\circ$  (reacție pozitivă). Această oscilație, numită de obicei „fluierare”, împiedică amplificarea normală a curenților de convorbire.

Transformatorul diferențial (cap. 6, G) permite (fig. 11.3) trecerea curenților dinspre linie către ramura de emisie (amplificatorul sensului respectiv) și de la ieșirea

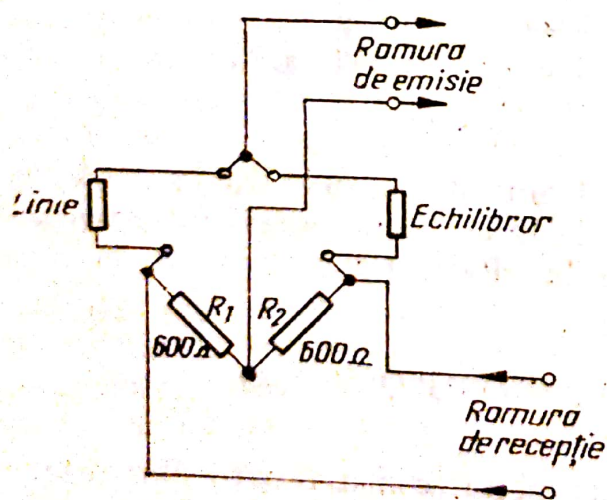


Fig. 11.3. Atenuările în diferite sensuri la sistemul diferențial.



amplificatorului sensului opus (ramura de recepție) spre linie, cu o atenuare teoretică de  $0,35 N_p$  și practic de  $0,4 N_p$  datorită pierderilor în transformator.

Transformatorul diferențial nu permite însă trecerea curenților de la ieșirea amplificatorului de recepție spre intrarea amplificatorului de emisie.

Dacă impedanța  $Z_E$  a echilibrului este egală cu impedanța  $Z_L$  a liniei, atenuarea între recepție și emisie este infinită:

$$a_{44'-33'} \text{ teoretic} = \infty. \quad (11.1)$$

În practică, gradul de realizare a condiției  $Z_E = Z_L$  se apreciază prin coeficientul de neadaptare  $p$ :

$$p = \left| \frac{Z_E - Z_L}{Z_E + Z_L} \right|. \quad (11.2)$$

Pentru diferențe mici între impedanțele  $Z_E$  a echilibrului și  $Z_L$  a liniei ( $Z_E \approx Z_L$ ), coeficientul de neadaptare este mic ( $p \ll 1$ ) și atenuarea între recepție și emisie este (în  $N_p$ ):

$$a_{44'-33'} = 0,7 + \ln \frac{1}{p} = 0,7 + \ln \left| \frac{Z_E + Z_L}{Z_E - Z_L} \right| = 0,7 + a_e. \quad (11.3)$$

Termenul al doilea se numește *atenuare de echilibrare*:

$$a_e = \ln \left| \frac{Z_E + Z_L}{Z_E - Z_L} \right|. \quad (11.4)$$

În montaj 2/2 fire, repetorul (fig. 11.1, *a* și *c*) are la ambele extremități transformatoare diferențiale. În montaj 4/4 fire (fig. 11.1, *d*), transformatoarele diferențiale servesc doar ca transformatoare de ieșire ale amplificatoarelor respective. În montaj 2/4 fire (fig. 11.1 *b* și *e*), transformatorul diferențial lucrează ca atare doar la extremitatea pe două fire.

### C. CONDIȚIA DE STABILITATE

Funcționarea repetorului vocal se poate reprezenta ca atenuări și câștiguri astfel (fig. 11.4):

Curenții vocali dinspre stația *A* trec prin transformatorul diferențial *A* și se împart în două părți egale. Jumătate din putere trece în mod util spre intrarea amplificatorului *AB*. Cealaltă jumătate se



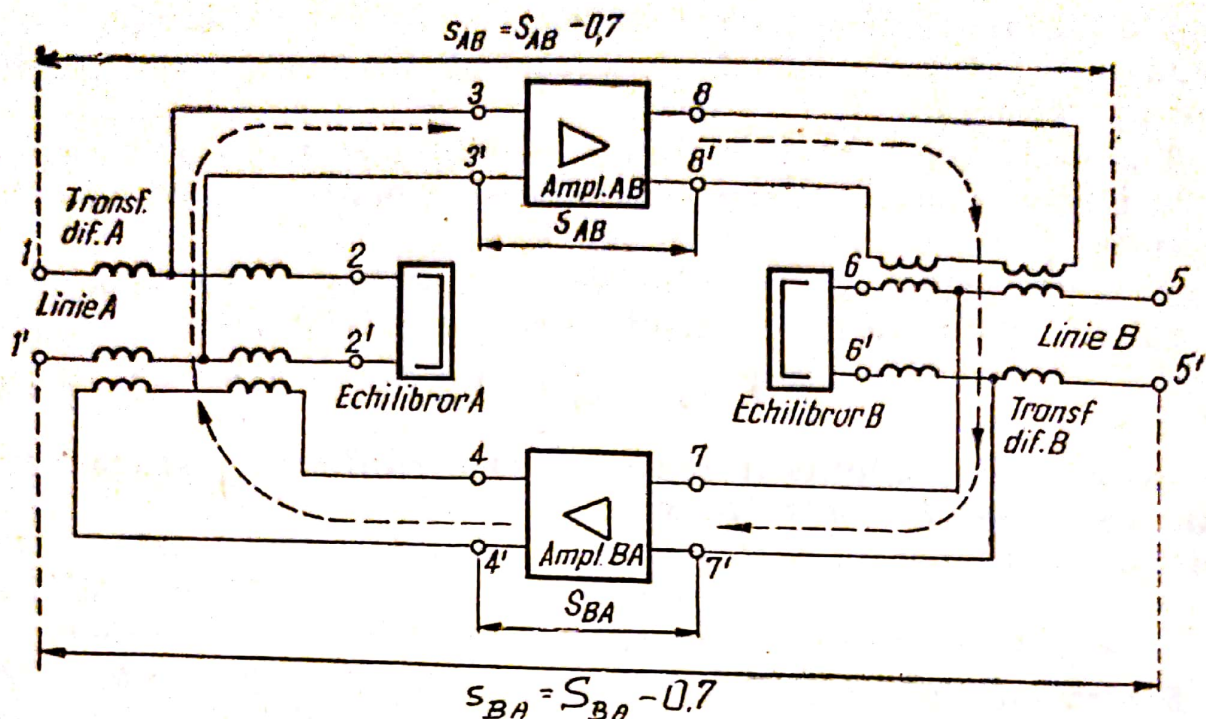


Fig. 11.4. Determinarea condiției de stabilitate a repetorului vocal.

pierde în circuitul de ieșire al amplificatorului  $BA$ . Pierderea unei jumătăți din putere corespunde unei atenuări de  $0,35 \text{ Np}$ .

Curentul vocal amplificat trece de la ieșirea amplificatorului  $AB$  prin transformatorul diferențial  $B$  și se împarte tot în două părți: jumătate din putere trece în mod util spre linia  $B$ , cealaltă jumătate se pierde în echilibrorul  $B$ , ceea ce echivalează cu o atenuare de  $0,35 \text{ Np}$ .

Dacă impedanțele echilibrorului  $B$  și a liniei  $B$  sînt egale, spre intrarea amplificatorului  $BA$  nu se transmite nici un curent, echilibrarea transformatorului diferențial fiind perfectă ( $a_e = \infty$ ).

Notînd cu  $S_{AB}$  și  $S_{BA}$  cîștigurile proprii ale amplificatoarelor  $AB$  și  $BA$  și ținînd seamă de atenuările de  $0,35 \text{ Np}$  introduse de fiecare transformator diferențial  $A$  și  $B$ , cîștigul util (extern)  $s_{AB}$  al repetorului în sensul  $AB$ , măsurat între bornele  $11'$  și  $55'$  este:

$$s_{AB} = S_{AB} - 0,7 \text{ [Np].} \quad (11.5)$$

Analog, cîștigul util (extern) al repetorului în sensul  $BA$  este:

$$s_{BA} = S_{BA} - 0,7 \text{ [Np]} \quad (11.6)$$

În practică, egalitatea dintre impedanțele echilibrorurilor și liniilor nu este exactă, deci o parte din curenții unui sens de amplificare vor trece totuși, cu atenuarea dată de relația (11.3), și spre intrarea



amplificatorului celuilalt sens. Se va forma o buclă închisă de reacție (desenată punctat în fig. 11.4) constituită din transformatorul diferențial B (atenuare  $a_{88'-77'} = a_{eB} + 0,7$  Np) amplificatorul BA (câștig  $77'-44' = S_{BA}$ ), transformatorul diferențial A (atenuare  $a_{44'-33'} = a_{eA} + 0,7$  Np) și amplificatorul AB (câștig  $33'-88' = S_{AB}$ ).

Cu  $a_{eA}$  și  $a_{eB}$  s-au notat atenuările de echilibrare (relația 11.4) ale transformatoarelor diferențiale A și B.

Repetorul va oscila dacă se îndeplinesc concomitent condiția de amplitudine și condiția de fază.

Condiția de amplitudine este: suma câștigurilor în bucla de reacție trebuie să fie mai mare sau cel puțin egală cu suma atenuărilor:

$$S_{AB} + S_{BA} \geq a_{eA} + 0,7 + a_{eB} + 0,7,$$

adică:

$$S_{AB} + S_{BA} \geq a_{eA} + a_{eB} + 1,4 \text{ Np.} \quad (11.7)$$

Condiția de fază este: suma tuturor defazajelor din bucla de reacție să fie egală cu  $360^\circ$ :

$$\varphi_{AB} + \varphi_{BA} + \theta_A + \theta_B = 360^\circ, \quad (11.8)$$

în care defazajele  $\varphi_{AB}$  și  $\varphi_{BA}$  sînt introduse de amplificatoarele AB și BA, iar  $\theta_A$  și  $\theta_B$  de transformatoarele A și B.

Amplificarea la care repetorul începe să oscileze se numește amplificare critică și rezultă din relația (11.7), considerată la limită:

$$S_{ABcr} + S_{BAcr} = a_{eA} + a_{eB} + 1,4 \text{ Np.} \quad (11.9)$$

Din relațiile (11.5) și (11.6) rezultă câștigurile proprii  $S_{AB}$  și  $S_{BA}$  ale amplificatoarelor în funcție de câștigurile externe  $s_{AB}$  și  $s_{BA}$ :

$$S_{ABcr} = s_{ABcr} + 0,7; \quad (11.10)$$

$$S_{BAcr} = s_{BAcr} = 0,7.$$

Introducînd aceste valori în (11.9) se obține:

$$s_{ABcr} + 0,7 + s_{BAcr} + 0,7 = a_{eA} + a_{eB} + 1,4, \quad (11.11)$$

sau:

$$s_{ABcr} + s_{BAcr} = a_{eA} + a_{eB}, \quad (11.12)$$

adică suma amplificărilor externe (utile) critice, la care amplificatorul începe să oscileze, nu poate depăși suma atenuărilor de echilibrare ale celor două transformatoare diferențiale.



Pentru un repetor intermediar, la care câștigurile utile (externe) sînt egale în cele două sensuri, se poate scrie:

$$2s_{cr} = s_{ABcr} + s_{BAcr} \quad (11.13)$$

în care  $s_{cr}$  este media amplificărilor critice.

Rezultă deci:

$$s_{cr} = \frac{a_{eA} + a_{eB}}{2} \quad (11.14)$$

Mărimea amplificării (egală în ambele sensuri) la care repetorul începe să oscileze este dată de relația (11.14) și se numește punct de fluierare. Frecvența oscilației se numește frecvență critică și reiese din condiția (11.8).

Diferența  $\sigma$  dintre amplificarea critică  $s_{cr}$  și amplificarea reală (în exploatare)  $s_{real}$  a repetorului se numește stabilitatea repetorului:

$$\sigma = s_{cr} - s_{real} \quad (11.15)$$

Valoarea minimă ce asigură o funcționare stabilă a repetorului este  $\sigma = 0,2$  Np. Câștigul real ce se poate obține este deci:

$$s_{real} = s_{cr} - \sigma = \frac{a_{eA} + a_{eB}}{2} - \sigma \quad (11.16)$$

**Concluzie.** Spre a obține câștiguri reale cât mai mari, singurul mijloc este realizarea de echilibroare îngrijite, cu impedențe cât mai egale cu cele ale liniei ( $a_{eA}$  și  $a_{eB}$  mari).

La circuitele cu mai multe repetoare succesive, câștigul real ce-l poate da fiecare repetor este și mai mic, datorită apariției unor bucle multiple de reacție. Condiția de stabilitate (cap. 10, D) trebuie asigurată pentru întregul circuit astfel creat.

#### D. ELEMENTELE AUXILIARE ALE REPETORULUI VOCAL

În figura 11.5 se reprezintă schema bloc detaliată a unui repetor vocal (de tip  $RVT_1$ ).

La intrarea repetorului, condensatoarele de blocare de  $2\mu F$  nu permit trecerea curenților de apel (17–50 Hz) spre transformatorul diferențial. Curenții de apel au acces doar spre dispozitivele de apel



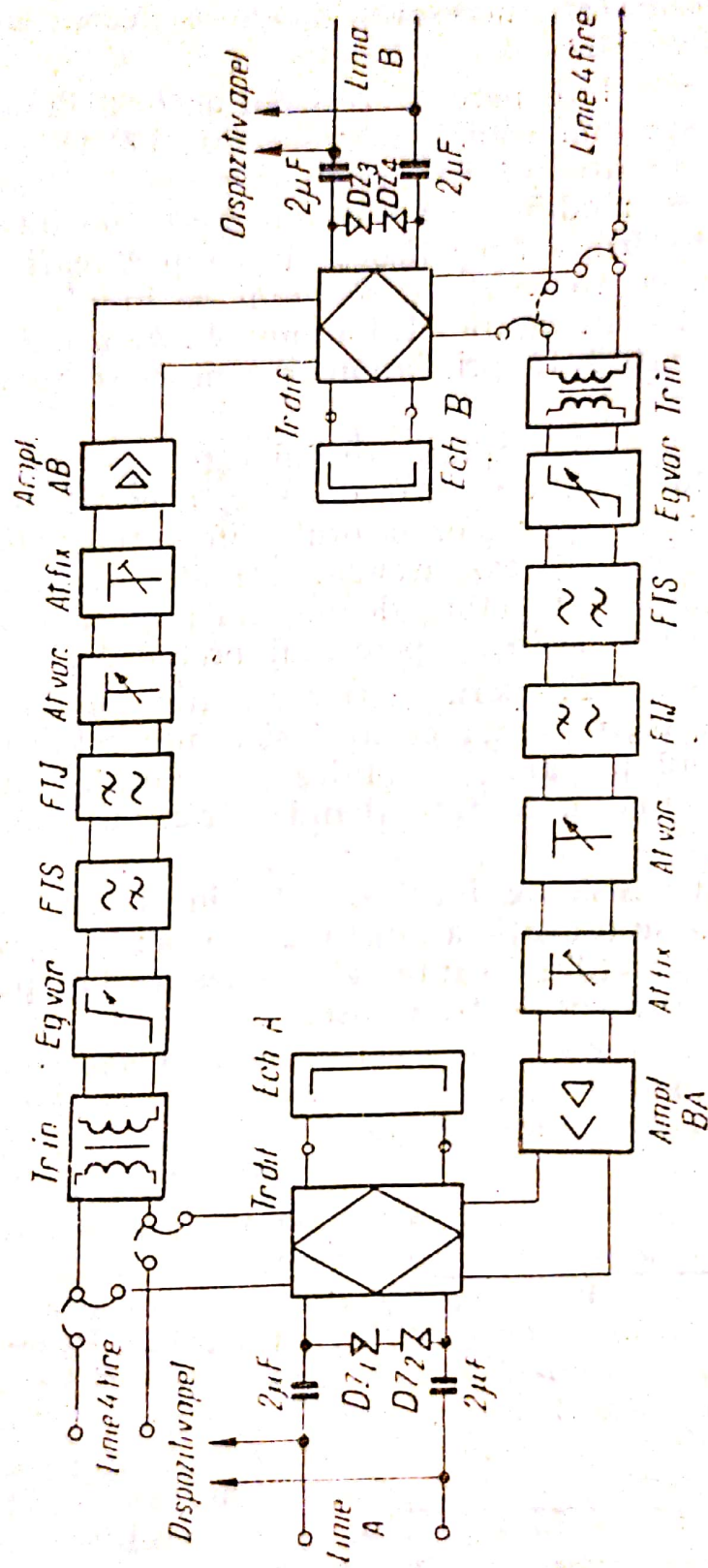


Fig. 11.5. Schema bloc a repetorului vocal RVT 1.



(cap. 12, B) care îl transmit spre stația opusă, ocolind repetorul. Ocolirea repetorului este necesară, deoarece acesta amplifică doar frecvențe peste 300 Hz.

Curenții de convorbire parcurg transformatorul diferențial și trec prin fișe ulinc spre un transformator 300 : 300  $\Omega$  de adaptare cu subansamblurile următoare. La funcționarea pe patru fire, raportul de transformare se modifică așa ca impedanța de intrare pe patru fire să fie 600  $\Omega$ . Urmează egalizorul în trepte, care compensează atenuarea inegală cu frecvența a secțiunii de linie ce precede repetorul (v. cap. 6, B). În figura 11.6 atenuarea  $a_L$  a liniei, crescătoare cu frecvența este egalizată prin atenuarea descrescătoare  $a_{eg}$  a egalizorului.

Cîștigul necesar s al amplificatorului este egal cu suma tuturor atenuărilor :  $a_L$  a liniei  $a_{eg}$  a egalizorului și  $a_q$  a celorlalte subansamble pasive ale repetorului (transformatorul diferențial, transformatorul de adaptare etc.). În acest caz, atenuarea totală a secțiunii respective de amplificare (linie + repetor) devine nulă și nivelul convorbirii redevine același ca la ieșirea repetorului precedent.

Filtrul trece sus *FTS* permite trecerea frecvențelor vocale peste 300 Hz, dar oprește frecvența de apel și armonicile sale, spre a nu satura prin nivelul lor mare amplificatorul vocal. Filtrul trece jos *FTJ* limitează după necesitate banda transmisă la 2 100, 2 400, 2 700 sau 3 400 Hz.

Atenuarea introdusă de *FTS* și *FTJ* în zonele lor de blocare, împiedică intrarea în oscilație a repetorului pe acele frecvențe, mărin d termenul de atenuare (din dreapta) al relației (11.12), pentru frecvențele din afara benzii vocale transmise.

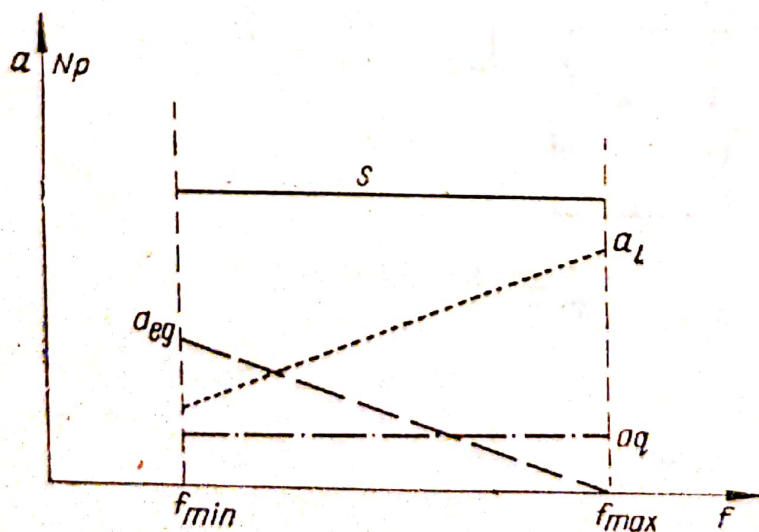


Fig. 11.6. Determinarea caracteristicii necesare de egalizare a repetorului vocal.



În al doilea rând, cu cât banda vocală transmisă este mai îngustă, cu atât echilibrul poate să imite mai ușor impedanța liniei ( $a_{cA}$  și  $a_{cB}$  mari), deci se poate obține un câștig mai mare în banda transmisă. Pentru circuite omogene (fără porțiuni de natură diferită) echilibrul se poate realiza relativ ușor chiar pentru benzi relativ largi (300—3 400 Hz).

La circuite neomogene (porțiuni de cupru, oțel, cabluri de introducere) impedanța liniei are o variație complicată în funcție de frecvență. Spre a nu recurge la echilibrare prea complicate, se limitează banda transmisă la 2 700, 2 400 sau chiar 2 100 Hz.

Urmează un atenuator în trepte, pentru reglarea exactă a câștigului repetoarelor pe sensul respectiv de transmisie.

De obicei câștigul maxim al repetoarelor în montaj 2/2 fire este de circa 2,2 Np. În montaj 4/4 fire, transformatoarele diferențiale devin simple transformatoare de ieșire și câștigul repetoarelor crește la circa 3 Np.

Puterea utilă maximă la ieșirea amplificatorului propriu-zis este de obicei 50 mW, cu distorsiuni neliniare sub 2—3%. La funcționarea pe două fire, transformatorul diferențial introduce o atenuare de 0,4 Np, deci puterea utilă maximă scade la 20 mW, ceea ce corespunde unui nivel de putere de +1,5 Np.

Nivelul de vîrf al curenților de convorbire proveniți de la abonat (prin centrală) rareori depășesc +0,8 Np. Pentru ca nivelul la ieșirea repetoarelor, în montaj pe două fire să nu depășească +1,5 Np la vîrfurile de convorbire, câștigul repetoarelor terminal pe două fire, în sensul centrală-linie, nu trebuie deci să depășească  $1,5 - 0,8 \text{ Np} = +0,7 \text{ Np}$ . În montaj pe patru fire (în care lipsește transformatorul diferențial) câștigul admisibil poate fi cu 0,4 Np mai mare, deci +1,1 Np.

Este rațional deci ca nivelul relativ de ieșire (măsurat cu o putere de 1 mW, adică 800 Hz cu nivel de 0 Np, aplicat la intrarea repetoarelor) să nu depășească +0,7 Np în montaj pe două fire și +1,1 Np în montaj pe patru fire.

Deosebit de importantă pentru utilizarea repetoarelor vocale este realizarea optimă a echilibrarelor. La repetoarele terminale, telefonista conectează extremitatea dinspre centrală a repetoarelor fie în prelungire pe un alt circuit telefonic interurban (legătură în tranzit), fie spre un abonat urban local, deci pe o impedanță ce poate diferi în limite largi de la caz la caz. Echilibrul transformatorului diferențial dinspre centrală este deci de tip neprecis, realizat dintr-o rezistență de 600  $\Omega$  în serie cu un condensator de 2  $\mu\text{F}$  (fig. 11.8, a). Impedanța acestui echilibru, numit și echilibru omnibus, reprezintă un compromis între varietatea mare a impedanțelor posibile ale liniilor conectate prin centrală.



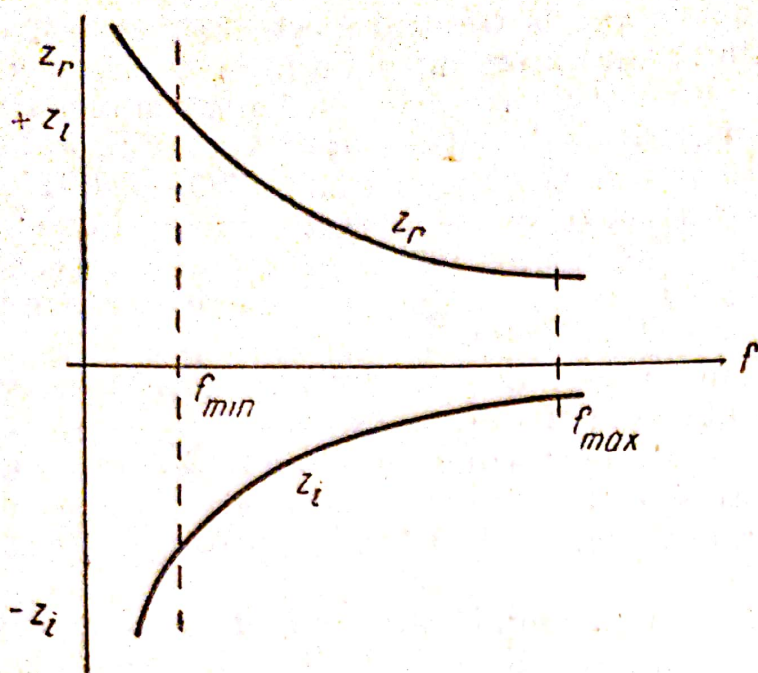


Fig. 11.7. Impedanța de intrare a unei linii aeriene din cupru.

Realizarea echilibroarelor pentru transformatoarele diferențiale conectate spre liniile interurbane este mai complicată. Trebuie determinată schema optimă și valorile elementelor echilibrului, care să reproducă cât mai exact impedanța de intrare a liniei respective. Soluția trebuie să fie și economică, adică să aibă un număr minim de elemente, cu valori ușor realizabile.

În acest scop, se măsoară impedanța de intrare în funcție de frecvență a liniei (fig. 11.7), prin componenta rezistivă (reală)  $Z_r$  și reactivă (imaginară)  $Z_i$ .

În cazul liniilor omogene, impedanța lor de intrare poate fi suficient de bine imitată de oricare din cei trei dipoli din figura 11.8, b.

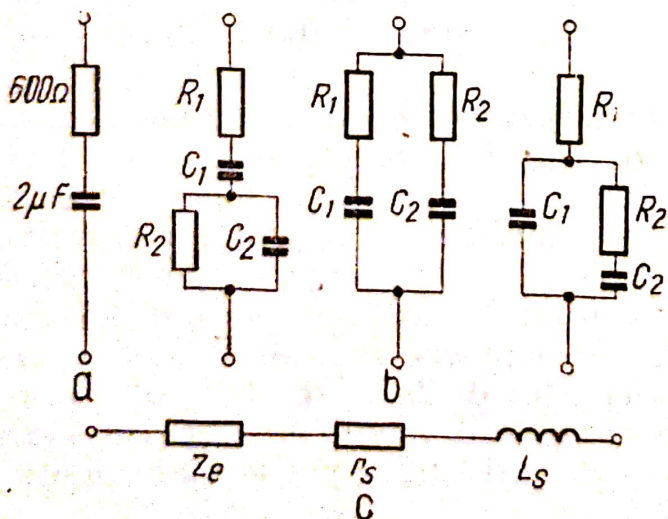


Fig. 11.8. Montaje de echilibroare :  
a — de tip neprecis (omnibus) ; b — pentru circuite omogene ; c — pentru circuite ce conțin și bobină translatoare.



**Indicație practică.** Pentru a ține seamă și de influența bobinei translatoare, montată între linie și repetor, soluția cea mai simplă, dar neeconomică, este montarea (fig. 11.9) unei bobine identice și spre echilibror. Este mai ieftină structura modificată a echilibrorului din figura 11.8,c. compus dintr-un dipol  $Z'_c$  de aceeași formă ca cea studiată mai înainte, de exemplu  $R'_1, R'_2, C'_1, C'_2$  avînd valorile:

$$R'_1 = n^2 R_1; R'_2 = n^2 R_2; C'_1 = \frac{C_1}{n^2}; C'_2 = \frac{C_2}{n^2},$$

în care  $n$  este raportul de transformare al bobinei translatoare  $n = \sqrt{\frac{Z_{\text{repetor}}}{Z_{\text{linie}}}}$ , în serie cu rezistența  $r_s$  și inductanța  $L_s$ , care reprezintă respectiv rezistența de pierderi și inductanța de scăpări a bobinei translatoare. De fapt  $R'_1$  și  $r_s$  formează în schema finală a echilibrorului o singură rezistență, deci echilibrorul ce ține seamă de bobina translatoare are o singură piesă în plus, inductanța  $L_s = 5 \dots 10$  mH.

**Observație.** Pentru a transmite pe linii aeriene și sisteme de curenți purtători, se introduc filtre de linie (fig. 11.10), compuse dintr-un filtru trece jos și un filtru trece sus, avînd frecvența comună de tăiere de circa 3 kHz. Cîte o extremitate a filtrelor trece jos și trece sus sînt conectate în paralel, spre linia interurbană. Curenții din linie sub 3 kHz trec prin

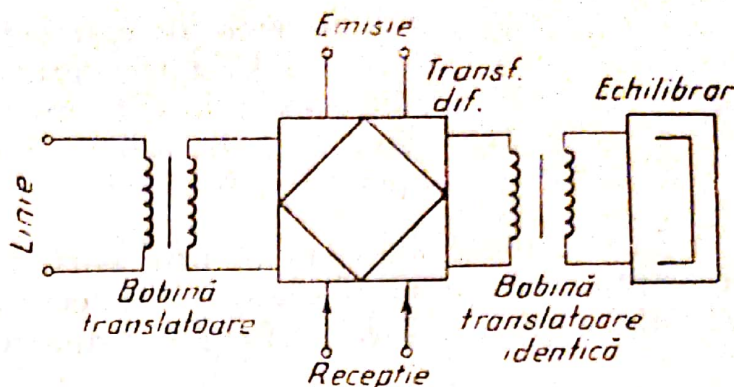
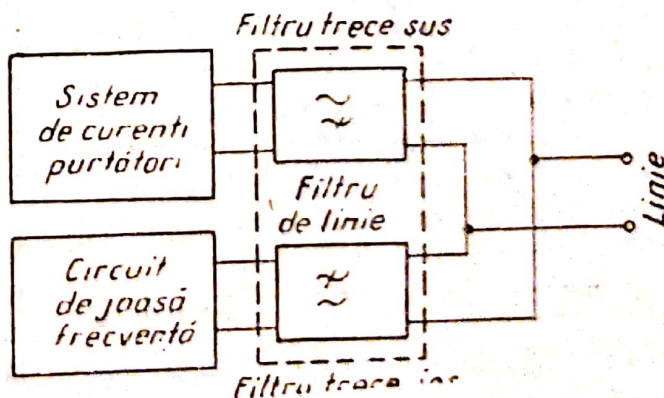


Fig. 11.9. Modul cel mai simplu de a compensa influența bobinei translatoare.

Fig. 11.10. Introducerea filtrului de linie.





filtrul trece jos spre centrala telefonică, iar curenții peste 3 kHz trec prin filtrul trece sus spre sistem. În acest fel, atât curenții vocali cât și cei de înaltă frecvență (sistemul) au acces spre linie, fără a se perturba între ei.

Impedanța liniei, văzută prin partea trece jos a filtrului de linie, prezintă variații mari, datorită reflecțiilor din punctul de joncțiune al liniei cu filtrul de linie. Pentru reducerea acestor reflecții, în punctul

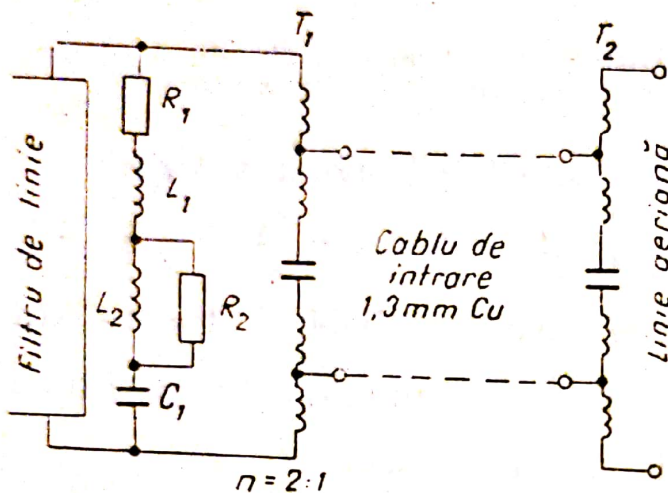


Fig. 11.11. Schema unui corector de impedanță.

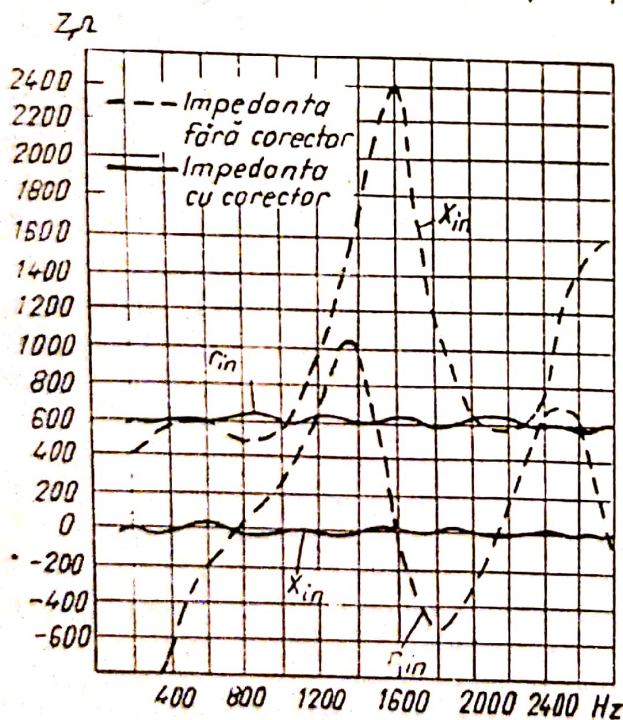


Fig. 11.12. Impedanța unei linii aeriene cu filtru de linie cu și fără corector de impedanță.

de joncțiune se montează (fig. 11.11) un circuit corector de impedanță, format din două rezistențe, două inductanțe și un condensator. Valori tipice sînt  $R_1 = 600 \Omega$ ,  $R_2 = 400 \Omega$ .  $L_1 = 20 \text{ mH}$ ,  $L_2 = 50 \text{ mH}$  și  $C_1 = 6 \mu \text{F}$ . Corectorul de impedanță introduce o atenuare de inserție de circa 0.35 Np.

Realizarea echilibrului pentru circuitul cu filtru de linie este mult facilitată de corectorul de impedanță ce uniformizează impedanței liniei văzută prin filtrul de linie (fig. 11.12).

## E. REPETORUL VOCAL RVT 1

Rama de repetoare vocale RVT 1, realizată în țara noastră, conține 8 repetoare, 8 dispozitive bilaterale de apel, un generator de măsură (300, 800 și 2100 Hz), un nepermetru ( $-2\text{Np} \dots +2\text{Np}$ ), panou de convorbire și apel, panou cu ulincuri pentru comutarea și măsurarea intrărilor și ieșirilor celor 8 repetoare, 8 echilibroare duble, un filtru pentru alimenta-



rea cu  $-24\text{ V}$  din bateria stației, un redresor pentru eventuala alimentare de la rețeaua de curent alternativ.

Repetorul vocal  $RVT_1$  este complet tranzistorizat, inclusiv dispozitivul de apel (v. cap. 12, B), consumă doar  $0,6\text{ A}$  pentru întreaga ramă de la  $-24\text{ V}$  și are posibilități ușoare de măsură și schimbare a casetelor.

Schema bloc a fost descrisă în subcapitolul precedent (11, D). În figura 11.5 mai apar diodele Zener în opoziție  $DZ_1, DZ_2$  și  $DZ_3, DZ_4$ , ce scurtcircuitază tensiunea de apel rămas după trecerea prin condensatoarele de blocare dinspre linie, spre a proteja amplificatoarele tranzistorizate.

Curbele de egalizare de tip evantai, pivotează în jurul frecvenței de  $800\text{ Hz}$  (fig. 11.13). Nu se poate realiza o egalizare separată la frecvențele joase și la cele înalte, ci 8 curbe continue, cu diferite pante de egalizare.

Filtrul trece jos are frecvența de tăiere  $2\,100$  sau  $2\,700\text{ Hz}$ , atenuatorul de reglaj se compune din două celule fixe ( $0,5\text{ Np}$  și  $1\text{ Np}$ ) și o parte variabilă (10 poziții a  $0,1\text{ Np}$  și o poziție de scurtcircuitare a sensului respectiv de transmisie). Amplificatoarele sînt echipate cu tranzistoare românești de germaniu. Prin reacție negativă distorsiunile neliniare au fost reduse mult.

Cîștigul extern al repetorului este  $2,2\text{ Np}$  pe două fire și  $3\text{ Np}$  pe patru fire. Nivelul normal de ieșire este  $+0,5\text{ Np}$  pe două fire și  $+1\text{ Np}$  pe patru fire.

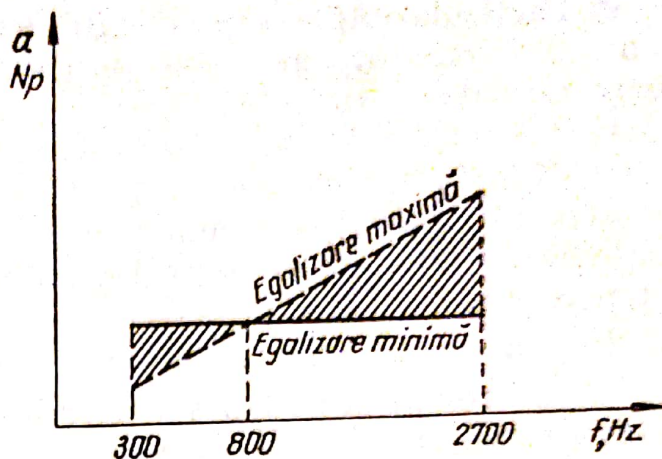


Fig. 11.13. Curbele de egalizare ale repetorului  $RVT_1$ .

## F. REPETORUL VOCAL $RVT_2$

Repetorul românesc  $RVT_2$  este mult miniaturizat față de repetorul  $RVT_1$ .

Constructiv, rama conține 24 repetoare (4 subracuri cu câte 6 repetoare), un panou de măsurări, un panou de semnalizare și un panou de alimentare.



● **Particularitățile repertoriului RVT 2.** Subansamblurile componente sînt montate în casete pe plăci de cablaj imprimat, cu conectoare miniatură anfişabile.

Este complet tranzistorizat, foloseşte relee de apel miniaturizate şi condensatoare cu tantal, pentru mărirea fiabilităţii.

Accesul la repetoare pentru măsurări şi verificări se face prin conectoare de faţă cu 30 contacte, montate pe marginea subracului cu 6 repetoare.

Se poate utiliza în următoarele moduri:

- repetoar intermediar sau terminal 2/2 fire (fig. 11.14, *a*). Apelul se realizează cu 17—50 Hz şi se retransmite prin contactele releului de apel al sensului respectiv, spre linia *A* sau linia *B*;

- repetoar intermediar sau terminal 4/4 fire (fig. 11.14, *b*). Receptorul de apel *BA* este conectat la linia de sosire dinspre staţia *B*, în derivaţie pe intrarea amplificatorului sensului *BA*. Releul de apel *BA* trimite 17—50 Hz pe linia spre staţia *A*. Analog se realizează retransmisia apelului în sensul *AB*;

- repetoar terminal 4/2 fire (fig. 11.14, *c*). Receptorul de apel *BA* este conectat în derivaţie pe intrarea în transformatorul diferenţial (linia *B*) iar releul de apel *BA* trimite 17—50 Hz pe linia 4 fire plecare spre staţia *A*. Receptorul de apel *AB* este montat în derivaţie pe linia 4 fire sosire de la staţia *A* iar releul de apel *AB* aplică 17—50 Hz spre linia pe 2 fire către staţia *B*;

- repetoar terminal 2/2 fire cu translaţia apelului spre centrală în curent continuu pe fire de semnalizare (fig. 11.14, *d*). Acest montaj este util pentru circuite telefonice automate sau semiautomate. Firul de semnalizare *R* transmite spre centrala telefonică automată (linia *B*) impulsurile de selecţie de 50 Hz primite dinspre linia *A*. Transmiterea în sens invers a semnalizărilor dinspre centrală se realizează prin firul de semnalizare *T*, ce comandă direct releul de apel *BA* şi trimite spre linia *A* impulsuri de 50 Hz;

- repetoar terminal 4/2 fire, cu translaţia apelului spre centrală în curent continuu pe fire de semnalizare (fig. 11.14, *e*). Se utilizează de asemenea pentru circuite automate sau semiautomate. Funcţionează spre centrală pe două fire iar spre linia interurbană pe patru fire;

- toate impedanţele de intrare şi ieşire, pe două fire şi pe patru fire, sînt de 600  $\Omega$ ;

- cîştigul maxim al repertoriului în montaj 2/2 fire este 2,3 Np, iar pe 4/4 fire este 3,8 Np;

- nivelul nominal de ieşire pe două fire este + 0,5 Np, iar pe patru fire de + 1 Np.



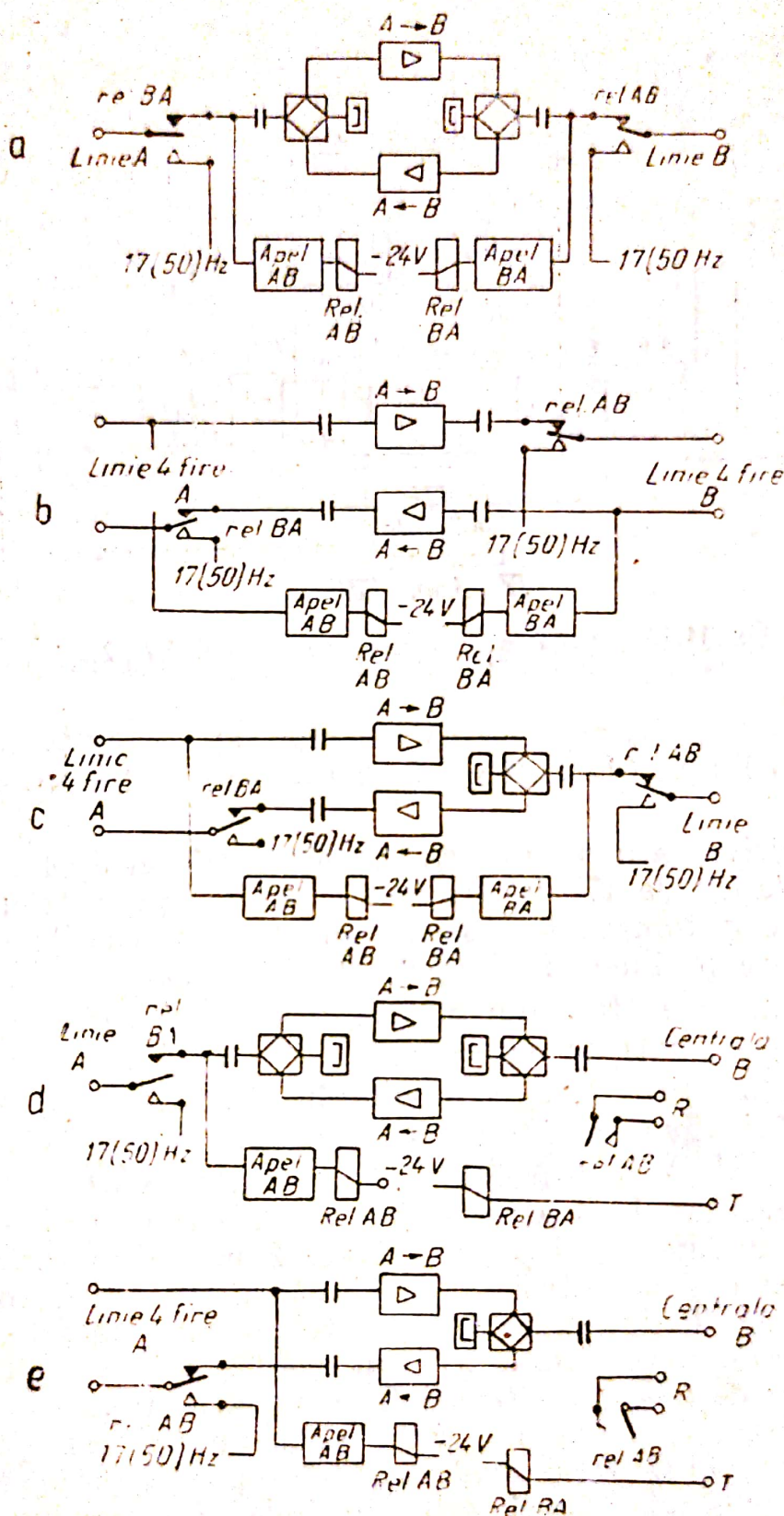


Fig. 11.14. Modalități de utilizare a repetorului RVT 2.:

a – repetor intermediar sau terminal 2/2 fire; b – repetor intermediar sau terminal 4/4 fire; c – repetor terminal 4/2 fire; d – repetor terminal 2/2 fire cu translația apelului cu curent continuu pe fire de semnalizare; e – repetor terminal 4/2 fire cu translația apelului în curent continuu pe fire de semnalizare.



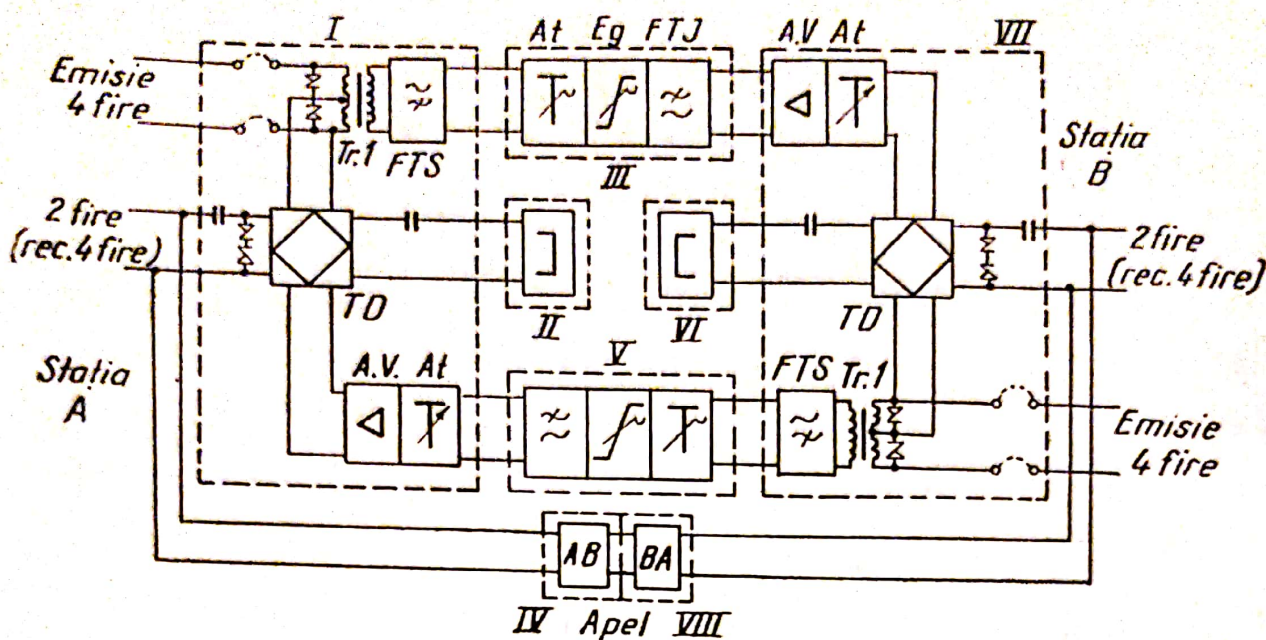


Fig. 11.15. Schema bloc a repetorului vocal RVT 2.

— nivelul limită (de vîrf) pe două fire este  $+ 1,6 N_p$  și  $+ 2 N_p$  pe patru fire;

— dispozitivul său de apel funcționează atît în apel manual, cu semnalizare (apel) de 17—50 Hz prin cheia de apel a telefonistei cît și pe circuite automate sau semiautomate, impulsurile de selecție transmițîndu-se pe linie prin impulsuri de 50 Hz;

— alimentarea se face din bateria de  $-24 V$  a stației sau eventual de la rețea printr-un redresor.

Schema bloc (fig. 11.15) a repetorului RVT 2 se compune din 8 casete: amplificatoarele AB și BA (I, VII), egalizoarele (III, V), echilibroarele (II, VI), dispozitivele de apel (IV, VIII).

Un condensator de  $2 \mu F$  oprește tensiunea de apel să intre în transformatorul diferențial și două diode Zener în opoziție scurtcircuitează tensiunea ce totuși a trecut mai departe. Un condensator scurtcircuitează tensiunea ce totuși a trecut mai departe. Un condensator identic este montat simetric spre echilibror. Urmează un transformator de adaptare  $300 : 600 \Omega$  și un filtru trece sus  $300 Hz$ . La funcționarea pe patru fire, transformatorul se trece pe pozițiile punctate  $600 : 600 \Omega$ . Două diode Zener în opoziție protejează contra eventualelor tensiuni de apel sosite din linia pe patru fire

Trei celule de atenuator ( $0,5$ ;  $1$  și  $1,5 N_p$ ) sînt urmate de un egalizor cu șase curbe de egalizare, de tip evantai, cu un punct



comun la 650 Hz (fig. 11.16). Urmează un filtru trece jos 3,4 kHz comutabil pe 2,4 kHz. La cerere filtrul trece jos poate avea 2,7 kHz, comutabil la 2,1 kHz.

Amplificatorul (fig. 11.17) are trei tranzistoare de germaniu, ultimele două formînd etajul de ieșire în montaj pushpull serie. În bucla de reacție negativă dintre transformatorul de ieșire (care este și transformator diferențial) și emiterul primului tranzistor, se află un circuit de corecție ce mărește cîștigul la 3 400, 2 700 sau 2 400 Hz, completînd acțiunea egalizorului.

Un comutator variază cîștigul amplificatorului în 10 trepte a 0,1 Np.

Dispozitivul de apel este descris în capitolul 12. B.

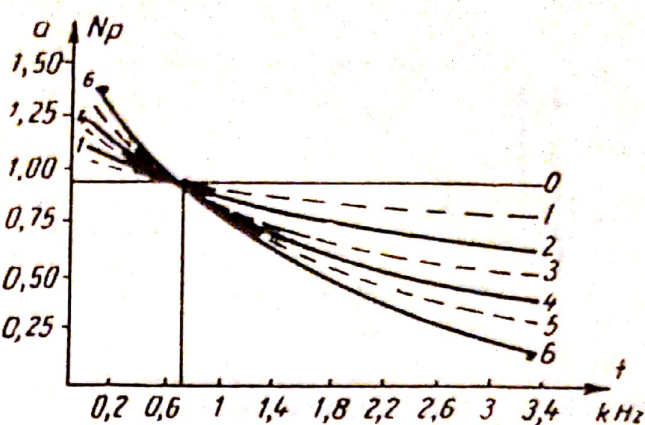


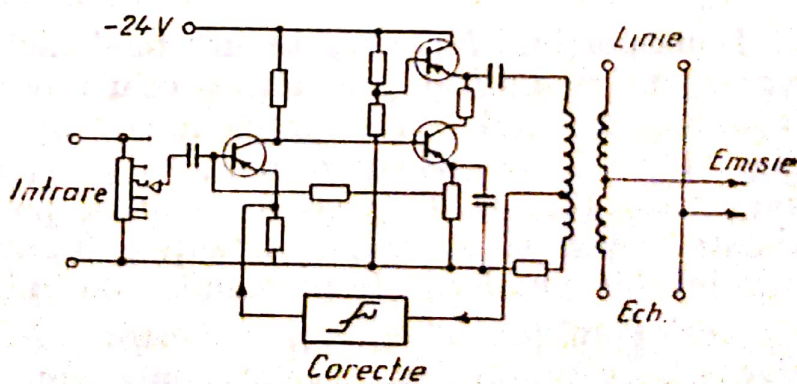
Fig. 11.16. Curbele de egalizare ale repetorului RVT 2.

## G. REPETOARE CU IMPEDANȚĂ NEGATIVĂ

O impedanță negativă este un dipol activ (conține o sursă de energie) a cărei impedanță are o componentă rezistivă, într-o anumită bandă de frecvențe, de semn negativ.

De exemplu, tubul stabilizator de tensiune (stabilivolt), ce conține într-un balon cu gaz rarefiat (de obicei neon) doi electrozi (anod și catod) prezintă următoarea particularitate: o reducere  $\Delta U$  a tensiunii, între punctele *ab* ale caracteristici tensiune-curent, produce o

Fig. 11.17. Schema simplificată a amplificatorului RVT 2.





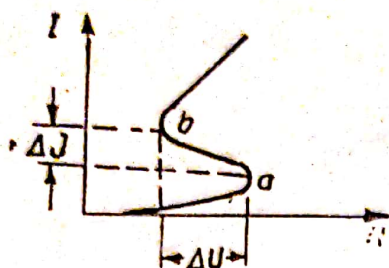


Fig. 11.18. Caracteristica tensiune-curent a unui stabilivolt.

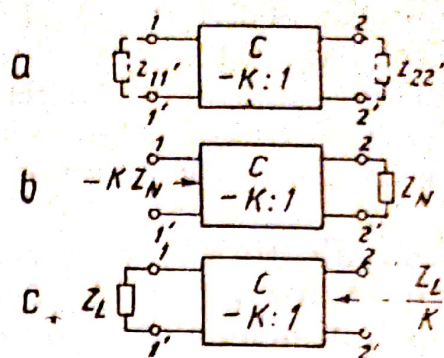


Fig. 11.19. Converter cu impedanță negativă.

creștere  $+\Delta I$  a curentului prin tub (fig. 11.18). Rezistența internă a tubului are deci semn negativ pe porțiunea  $ab$  ( $R_i = \frac{-\Delta U}{+\Delta I}$ ). Și alte dispozitive electronice pot prezenta rezistențe negative: tetroda, dioda tunel etc., dar realizarea sa în mod stabil și controlabil se obține prin montaje electronice cu reacție pozitivă, numite convertoare cu impedanță negativă. Aceasta poate fi reprezentat ca un transformator cu raport de transformare  $-K:1$  (fig. 11.19,a).

Impedanța  $Z_N$  (pozitivă) conectată la bornele  $22'$  apare la bornele  $11'$  sub forma  $-K \cdot Z_N$  (fig. 11.19, b). Dacă modulul coeficientului  $K$  se apropie de 1 iar unghiul său de fază este nul, impedanța negativă care a apărut la bornele  $11'$  are forma  $-Z_N = \frac{-U}{I}$ , adică tensiunea  $U$  a suferit o rotație de fază de  $180^\circ$ .

O impedanță pozitivă  $Z_L$  conectată la bornele  $11'$  apare la bornele  $22'$  sub forma  $\frac{Z_L}{-K}$  (fig. 11.19,c). Dacă coeficientul  $K \simeq 1$  și unghiul de fază este nul, impedanța negativă apărută la bornele  $22'$  are forma  $\frac{Z_L}{-1} = \frac{U}{-I}$ , adică curentul  $I$  a suferit o rotație de fază de  $180^\circ$ .

Două porțiuni  $N_1$  și  $N_2$  de linie telefonică (fig. 11.20, a și b) se pot reprezenta simplificat prin câte o celulă rezistivă în  $T$  (fig. 11.20,c). Introducerea unui convertor cu impedanță negativă între  $N_1$  și  $N_2$  (fig. 11.20, d) face să apară spre  $N_1$  și  $N_2$  rezistențe negative corespunzătoare (fig. 11.20,e). Dacă cele două porțiuni  $N_1$  și  $N_2$  sînt aproximativ egale și  $K \simeq 1$ , rezistențele negative anulează rezistențele pozitive (de pierderi) ale porțiunilor de linie  $N_1$  și  $N_2$ .

Ansamblul format din  $N_1$ , convertor și  $N_2$  se comportă ca o linie fără pierderi. În practică nu se pot anula complet atenuările porțiunilor



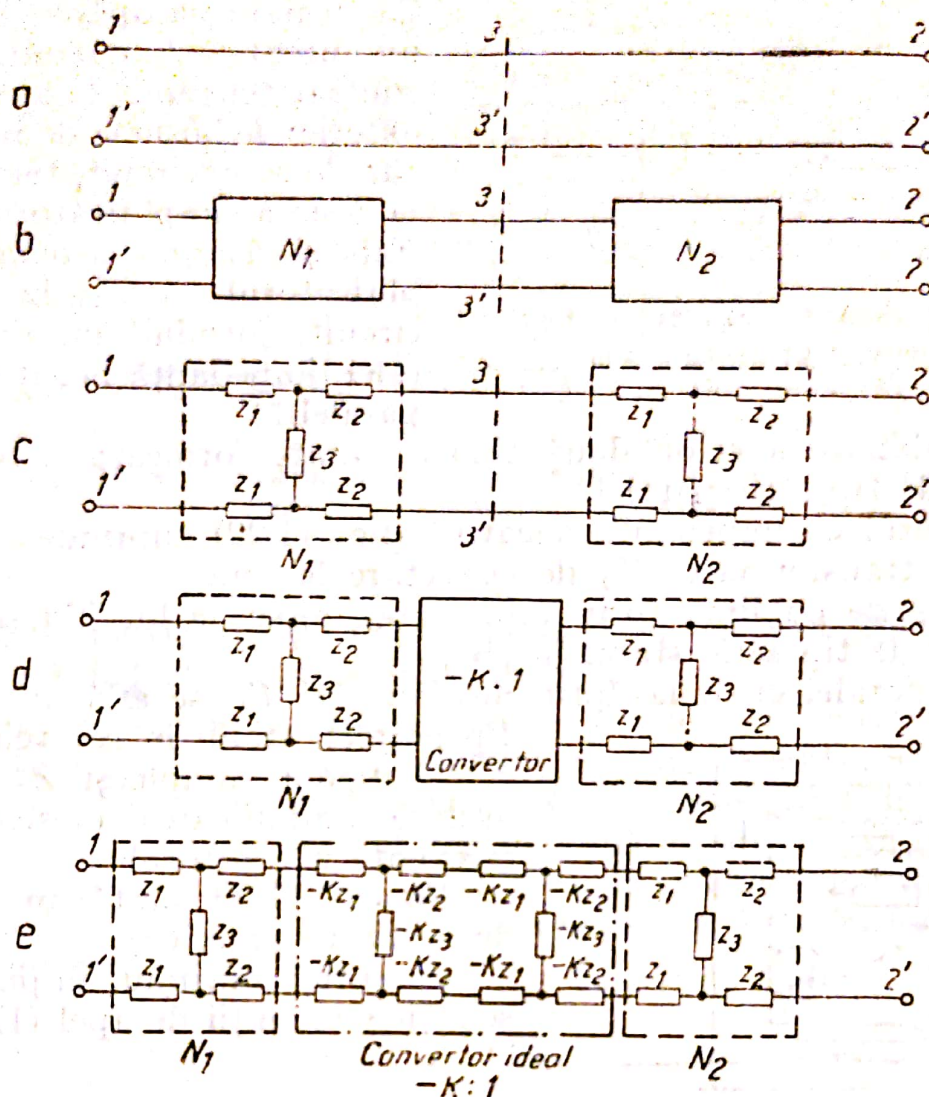


Fig. 11.20. Compensarea atenuării liniilor telefonice prin convertoare cu impedanță negativă.

de linie  $N_1$  și  $N_2$ , dar pentru o bandă limitată de frecvențe se poate reduce considerabil atenuarea liniei.

Impedanțele negative pot fi *de tip serie* și *de tip paralel*.

Dacă se conectează în serie ieșirea unui amplificator (fig. 11.21, a) cu intrarea sa, se obține o reacție pozitivă de curent. Aplicînd un curent  $I$  la intrarea amplificatorului, între bornele de intrare apare o diferență de potențial  $-U$ , de sens opus curentului. Acest circuit este stabil cu circuitul (intrarea) în gol ( $I = 0$ ) și formează așa-numitul repetor-serie (impedanța negativă de tip serie).

Figura 11.21, b arată realizarea unei reacții pozitive de tensiune, reducînd tensiunea de la ieșirea amplificatorului în paralel pe intrare.



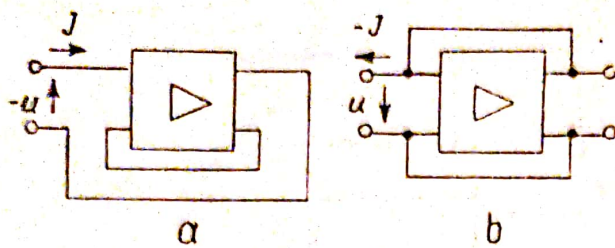


Fig. 11.21. Amplificatoare cu reacție :  
a - tip serie L; b - tip paralel.

O combinație a celor două tipuri arătate formează o impedanță negativă de tip serie-paralel.

Repetorul cu impedanță negativă (fig. 11.22) cuprinde :

- un transformator  $T_1$  de conectare la linie;
- în serie cu linia (prin înfășurarea de sus a lui  $T_1$ ) se află un convertor de tip serie stabil în gol;
- în paralel cu linia (prin mediana lui  $T_1$ ) se află un convertor tip paralel, stabil în scurtcircuit;

— dipolii complecși  $Z_N$  și  $Z'_N$  ce asigură amplificarea crescătoare cu frecvența a repetorului.

Figura 11.23 arată un exemplu de realizare practică.

Curentul continuu, impulsurile de selecție și curenții de apel (17—50 Hz)

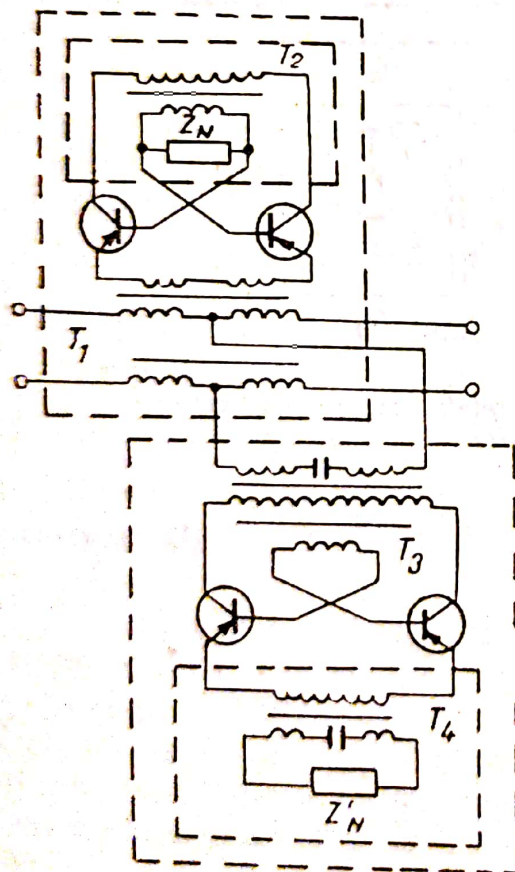


Fig. 11.22. Schema unui repetor cu impedanță negativă.

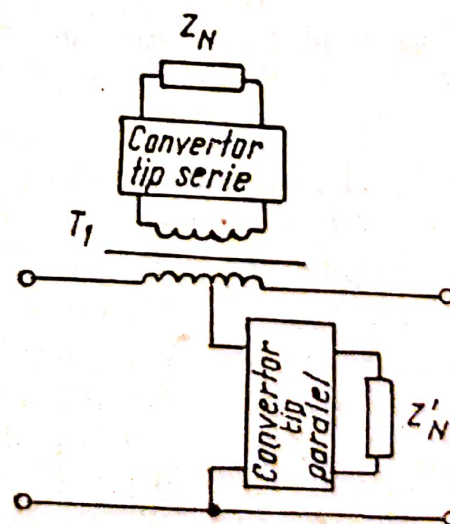


Fig. 11.23. Realizarea practică a unui repetor cu impedanță negativă.



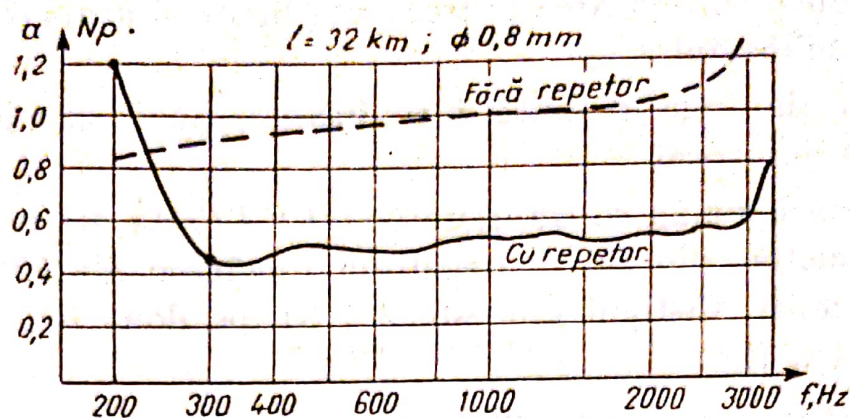


Fig. 11.24. Atenuarea unui cablu telefonic urban cu și fără repetor cu impedanță negativă.

trec practic nestingheriți prin repetorul cu impedanță negativă, mult utilizat în rețelele telefonice urbane.

Permite reducerea în mod economic a atenuării circuitelor telefonice urbane pe două fire. Rezultate optime se obțin (fig. 11.24) pe cabluri omogene și nepupinizate. Repetoarele pot fi instalate intermediar sau terminal, stabilitatea maximă se obține amplasând repetorul la mijlocul circuitului. Rezultate mai slabe se obțin cu repetorul terminal, deoarece nu se poate obține un câștig diferit în cele două sensuri de transmise.

#### REZUMAT

- Transformatoarele diferențiale realizează trecerea de la două fire la patru fire, separînd sensul de emisie și cel de recepție.
- Atenuarea de echilibrare arată cît de apropiate sînt impedanța echilibrorului și a liniei.
- Suma câștigurilor utile (externe) ale celor două sensuri nu poate depăși suma atenuărilor de echilibrare ale transformatoarelor diferențiale.
- Egalizorul compensează atenuarea crescătoare cu frecvența a liniei, filtrul trece sus oprește curenții de apel, filtrul trece



jos reduce amplificarea la frecvențe înalte și ușurează realizarea echilibrului.

- Filtrul de linie permite introducerea unui sistem pe baza circuitului vocal.
- Repetorul românesc tranzistorizat *RVT1* este de tip universal și alimentat din 24 V. Repetorul românesc *RVT2* este mult modernizat. Câștigul său este 2,2 Np pe două fire și 3,8 Np pe patru fire.
- Dispozitivele de apel ocolesc repetorul, folosind frecvențe prea joase (17–50 Hz) spre a fi amplificate de repetor.



## CAPITOLUL 12

# DISPOZITIVE DE SEMNALIZARE (APEL)

### A. GENERALITĂȚI

Dispozitivele de semnalizare (apel) contribuie la exploatarea rațională a circuitelor telefonice interurbane manuale, semiautomate și automate.

- La circuitele manuale, operatoarea din centrala chemătoare transmite un apel, pe care operatoarea din centrala chemată îl primește optic (se aprinde un bec) și acustic (sonerie). Cele două operatoare pun în legătură abonatul chemător cu cel chemat.

- La circuitele semiautomate, operatoarea ce deservește pe abonatul chemător formează direct, prin discul de selecție, numărul abonatului chemat, aflat în altă localitate și-i pune în legătură pe cei doi abonați.

- La circuitele automate, orice abonat formează singur la discul aparatului său numărul abonatului chemat, conectarea realizându-se complet automat.

Pe circuitele de joasă frecvență, realizate pe linii aeriene sau cabluri, echipate sau nu cu repetitoare vocale, semnalizarea (apelul) se efectuează cu o tensiune de 50—75 V și frecvența 17, 25 sau 50 Hz, situată sub banda frecvențelor vocale transmise (apel infraacustic).

Tensiunea de apel ocolește repetorul vocal intermediar (ce amplifică frecvențele peste 300 Hz) astfel: receptorul de apel primește tensiunea de 17—50 Hz atenuată de secțiunea precedentă de linie și o retransmite (o regenerează) spre stația opusă din surse locale tot de 50—75 V.



Pe căile de curenți purtători, apelul se realizează cu frecvențe situate în interiorul benzii locale transmise sau în afara lor dar în imediata apropiere.

Primul caz se numește *apel „în bandă”* și are avantajul necomplicării echipamentului de cale (îndeosebi filtrele) dar necesită dispozitive „de gardă” pentru prevenirea apelului fals. Se împiedică acționarea receptorului de către componente întâmplătoare din convorbire, ce au frecvență identică cu cea de apel.

Al doilea caz numit *apel „în afara benzii”* nu necesită dispozitiv de gardă dar complică filtrele căilor telefonice. Are avantajul că transmite în timpul convorbirii și fără a o perturba, unele informații necesare circuitelor automate, de exemplu impulsurile de taxare.

Apelul „în bandă” se folosește uneori și pe circuite de joasă frecvență, cu repetoare pe patru fire.

Ca frecvență „în bandă” s-a folosit în trecut frecvența de 500 Hz întreruptă de 20 ori pe secundă (500/20 Hz) apoi 2 100 Hz (echipamente sovietice) și mai ales 2 280 Hz, utilizată și în echipamentele automatului interurban Pentaconta.

Frecvența de 3 285 Hz, mai rar 3 850 Hz, realizează semnalizarea „în afara benzii”.

Circuitele automate internaționale folosesc semnalizarea cu două frecvențe simultane (2 040 și 2 400 Hz).

## B. DISPOZITIVE DE APEL PENTRU REPETOARE VOCALE

La repetorul vocal *RVT*, 1 caseta dispozitivului (fig. 12. 1) de apel realizează transmiterea apelului în ambele sensuri.

Tensiunea de 17—50 Hz primită de la stația *A* nu pătrunde în repetor datorită condensatoarelor de blocare *C* și trece prin contactele de repaos ale releului *R*<sub>1</sub>, spre puntea redresoare cu diode *D*<sub>1</sub>—*D*<sub>4</sub>. Condensatoarele *C*<sub>1</sub> și *C*<sub>2</sub> opun eventualele tensiuni continue din linie, iar *R*<sub>4</sub> = *R*<sub>5</sub> = 5 k Ω împiedică șuntarea curenților de convorbire de către dispozitivul de apel.

Condensatorul *C*<sub>4</sub> șuntează puntea redresoare la frecvențe peste 200 Hz, spre a evita apelul fals (acționarea dispozitivului de apel de către curenții de convorbire). Condensatoarele *C*<sub>3</sub> și *C*<sub>5</sub>, cu rezistența *R*<sub>6</sub>, filtrează tensiunea redresată.

În lipsa tensiunii de apel, tranzistorul are curent foarte mic, datorită tensiunii negative de pe emitorul său obținut din divizorul de tensiune *R*<sub>7</sub>, *R*<sub>8</sub> și *R*<sub>9</sub> conectat între — 24 V și masă.



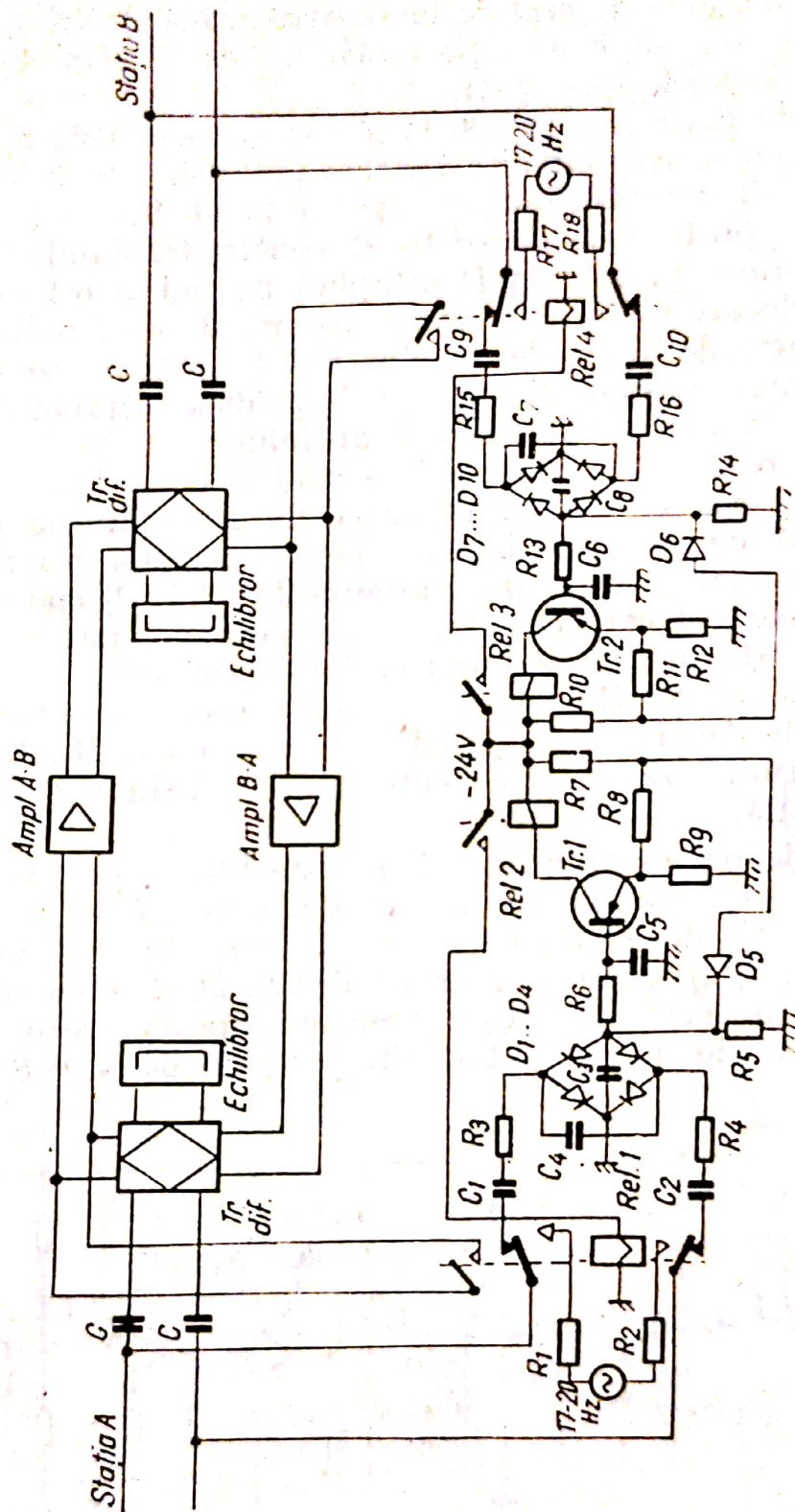


Fig. 12.1. Dispozitivul de apel al repetorului vocal RVT 1.



Prin aplicarea tensiunii redresate, cu polaritate negativă pe baza tranzistorului face să crească curentul său de colector și atrage releul *Rel* 2. Aceasta prin contactul de lucru atrage releul *Rel* 4 care aplică prin contactele sale de comutație tensiunea de 75 V și 17–50 Hz a sursei locale de apel, spre stația *B*.

Rezistențele  $R_{17} = R_{18} = 300 \Omega$  protejează sursa de apel a stației față de eventualele scurtcircuite apărute pe linie.

Sensibilitatea receptorului de apel este 6 V.

Un circuit protejează tranzistorul contra tensiunilor prea mari aplicate la intrare: prin dioda  $D_5$  se aplică pe emitor o tensiune suplimentară de blocare luată chiar din tensiunea de apel redresată.

Alte contacte de lucru ale releului *Rel* 4 scurtcircuitează intrarea în amplificatorul sensului *BA* spre a împiedica intrarea în oscilație a repetorului în timpul transmiterii apelului.

Analog se realizează apelul și în sensul *BA*.

Repetorul vocal *RVT* 2 a avut inițial un dispozitiv de apel relativ simplu echipat cu trei tranzistoare. Pentru ameliorarea funcționării pe circuite automate, s-a realizat varianta 2 (fig. 12.2) mai complicată, cu 8 tranzistoare și care corectează automat distorsiunea introdusă de linia interurbană asupra impulsurilor de selecție.

Impulsurile de 50 Hz aplicate la intrare sînt limitate în amplitudine de diodele Zener  $D_1, D_2$  și redresată de diodele  $D_3, D_4$ . Circuitul  $L_1, C_1, C_2$  permite trecerea frecvențelor de apel și oprește curenții de frecvență vocală.

În stare de repaos tranzistorul  $T_1$  este blocat și potențialul pe colectorul său este apropiat de potențialul masei. La primirea impulsurilor de selecție de 50 Hz ce au raport semnal/pauză 50/50 milise-cunde (fig. 12. 3, a), curentul redresat de  $D_3, D_4$  deschide tranzistorul  $T_1$ , curentul său de colector crește și tensiunea pe colectorul său ajunge la circa  $-23 \text{ V}$  (fig. 12. 3, b). Datorită pragului de circa 8 V realizat

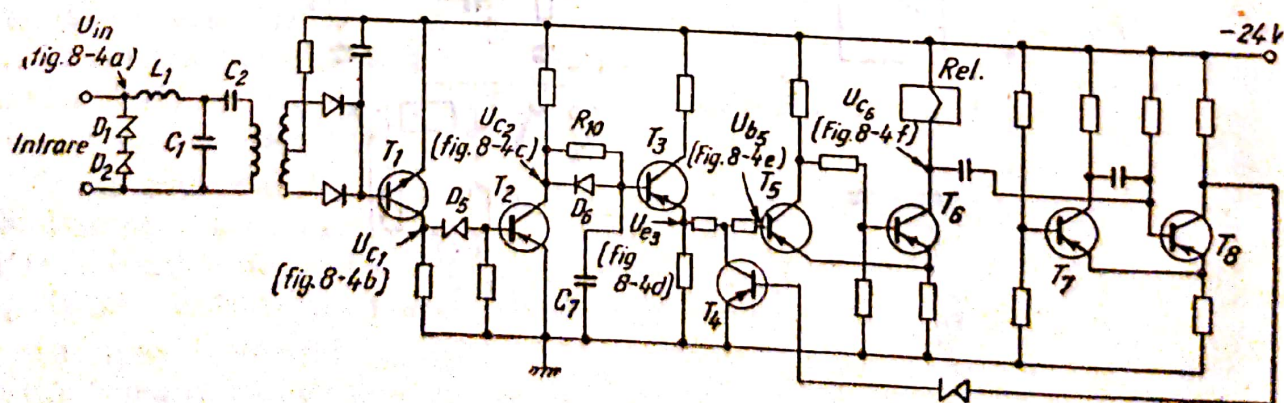


Fig. 12.2. Dispozitivul de apel al repetorului vocal *RVT* 2 (varianta II).



de dioda Zener  $D_5$  tensiunea aplicată bazei tranzistorului  $T_2$  nu mai cuprinde ondulațiile reziduale rămase din redresare. Tensiunea pe colectorul lui  $T_2$  este deci dreptunghiulară (fig. 12. 3, c). Datorită constantei de timp  $R_{10}, C_7, D_6$  pe baza lui  $T_3$  apare un semnal progresiv crescător (integrat) ce se regăsește pe emitorul lui  $T_3$  (fig. 12. 3, b).

Astfel, la apariția impulsurilor la intrare potențialul emitorului lui  $T_3$  începe să crească progresiv. După 25 milisecunde, acest potențial depășește  $-5$  V și provoacă comutarea circuitului bistabil (cu reacție) format din tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  (trigger Schmitt). Tranzistorul  $T_6$  capătă curent mare (devine saturat) și releul  $Rel$  se atrage.

Saturarea bruscă a lui  $T_6$  provoacă acționarea unui circuit monostabil (tranzistoarele  $T_7$  și  $T_8$ ) așa încât  $T_8$  este blocat ( $i_c = 0$ ). Circuitul monostabil rămâne în această stare timp de 50 milisecunde, menținând saturat tranzistorul  $T_4$ . Saturarea lui  $T_4$  menține triggerul Schmitt în starea cu releul atras. Astfel:

— impulsurile recepționate mai lungi decât 25 milisecunde și mai scurte de 75 milisecunde sînt retransmise corectate la durata lor nominală de 50 milisecunde;

— impulsurile recepționate mai lungi de 75 milisecunde sînt retransmise scurtate cu 25 milisecunde.

Dispozitivul lucrează corect pentru tensiuni la intrare între 6 și 60 V. Sînt reduse la raportul nominal semnal-pauză 50/50 ms impulsurile deformate cu raport între 30/70 și 70/30 ms. Impulsurile la ieșire nu diferă cu mai mult de  $\pm 5$  ms față de valoarea nominală 50/50 ms. Tensiunea de alimentare poate fi cuprinsă între 20 și 28 V.

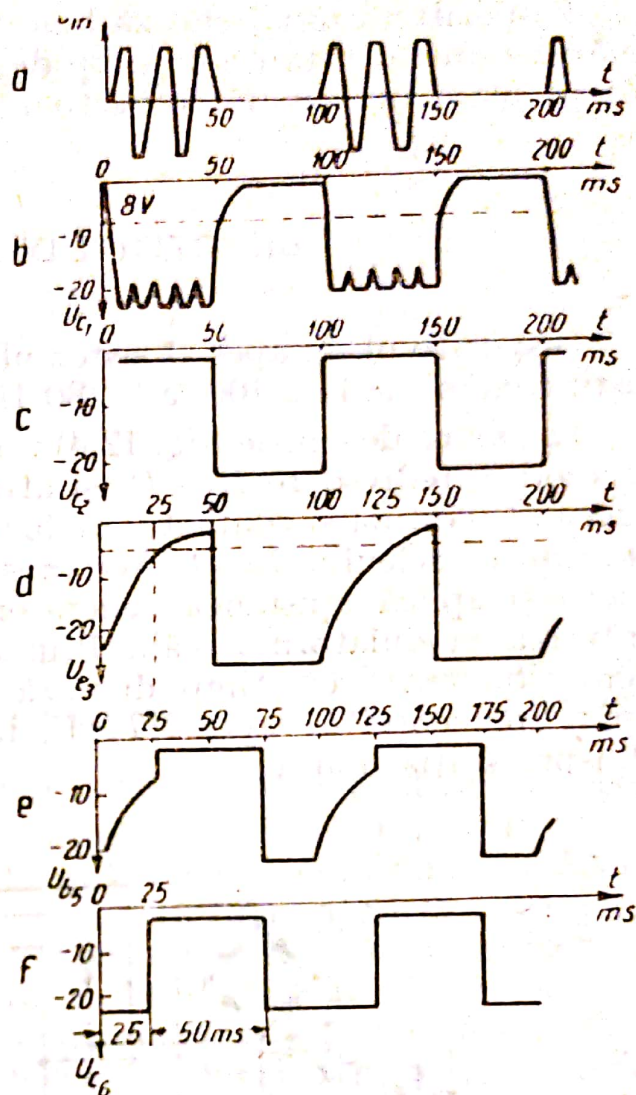


Fig. 12.3. Forma semnalelor în diferite puncte ale dispozitivului de apel RVT 2:

a — tensiunea la intrare 50 Hz, 50/50 ms; b — tensiunea pe colectorul lui  $T_1$ ; c — tensiunea pe colectorul lui  $T_2$ ; d — tensiunea pe emitorul lui  $T_3$ ; e — tensiunea pe baza lui  $T_5$ ; f — tensiunea pe colectorul lui  $T_6$ .



Dispozitivul funcționează bine și cu apelul manual de 17 Hz prin mărirea unei constante de timp din montaj, printr-o conexiune sudată de pe placa imprimată respectivă.

### C. DISPOZITIVE DE APEL „ÎN BANDĂ”

Dispozitivul de apel al sistemului K. 60 a fost modificat de specialiștii români de la 2 100 la 2 280 Hz.

În partea de emisie (fig. 12.4) tensiunea de 17 Hz se aplică prin  $Tr.3$  la diodele redresoare  $D_1-D_4$  și atrage releul  $Rl. 2$ . Prin contactul de lucru al acestuia și contactul de lucru al releului  $Rl. 3$  se aplică o masă înfășurării releului  $Rl. 4$ . Acesta se atrage și prin contactele sale de lucru și aplică tensiunea generatorului de 2 280 Hz din sistem, la intrarea modulatorului căii. Prin alt contact de lucru, releul  $Rl. 4$  scurtcircuitează cât timp durează emisia apelului, intrarea receptorului frecvenței de apel PTNV, împiedicând astfel recepția apelului dinspre stația opusă.

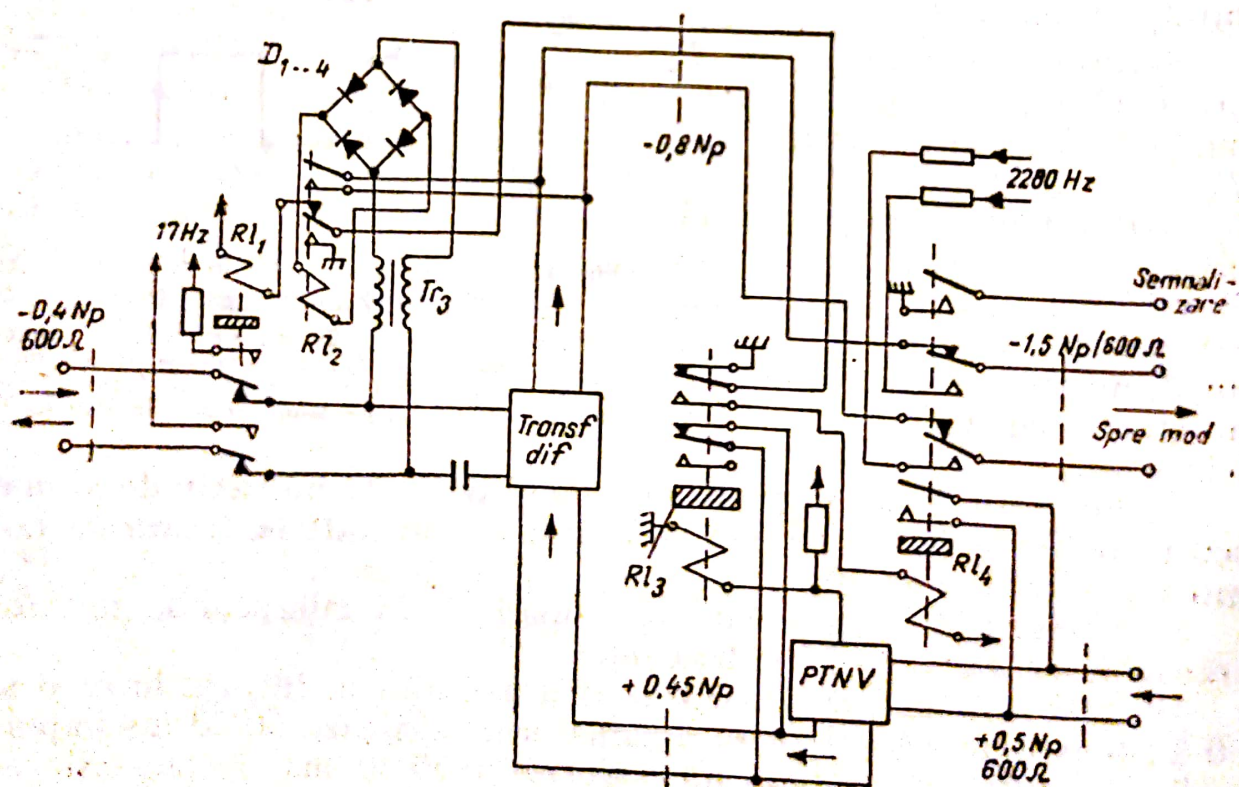


Fig. 12.4. Partea de emisie a apelului K. 60.



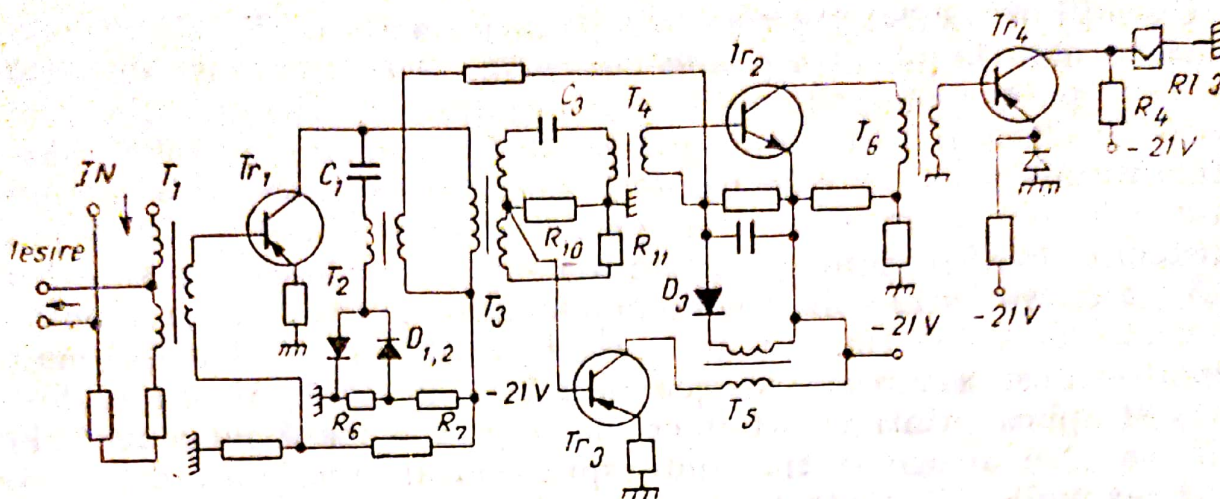


Fig. 12.5. Receptorul de apel al sistemului K. 60.

Un contact de lucru al releului  $RL.2$  scurtcircuitează intrarea în modulator, spre a evita pătrunderea tensiunii de 17 Hz în modulator, pînă la atragerea releului  $RL. 4$ .

Pentru recepția apelului (fig. 12. 4 și fig. 12. 5), receptorul de apel se conectează între ieșirea amplificatorului vocal și transformatorul diferențial al căii. Conectarea se realizează prin placa imprimată  $PTNV$  printr-un transformator diferențial  $T_1$  intermediar asimetric, ce protejează receptorul de apel contra curenților vocali cu nivel ridicat ce vin din centrală, prin transformatorul diferențial al căii.

Receptorul are trei tranzistoare de germaniu și unul de siliciu.

Primul etaj amplifică toate frecvențele vocale ale căii, inclusiv frecvența de apel de 2 280 Hz. În derivație pe transformatorul său de ieșire  $T_3$  se află un limitator selectiv de nivel  $C_1 T_2 D_1 D_2 R_6 R_7$  care menține un nivel constant al frecvenței de 2 280 Hz la intrarea punții selective conectate după limitator.

Puntea selectivă este formată din transformatorul diferențial  $T_3$ , în secundar fiind conectat un circuit rezonant  $C_3 T_4$  acordat pe 2 280 Hz. Puntea este echilibrată pentru frecvența de apel prin rezistența de echilibrare  $R.11$ .

Cînd puntea este echilibrată (pentru frecvența de 2 280 Hz) tensiunea pe diagonala punții (pe rezistența  $R.10$ ) este minimă, iar tensiunea aplicată înfășurării primare a transformatorului  $T_4$  este maximă. Pentru celelalte frecvențe vocale, tensiunea pe diagonala punții crește mult, iar pe transformatorul  $T_4$  scade. Tensiunea mărită de pe diagonală este amplificată de tranzistorul  $Tr.3$  și se aplică după redresare bazei tranzistorului  $Tr. 2$  cu polaritatea necesară pentru blocarea acestui tranzistor.



Curenții de 2 280 Hz trec prin transformatorul  $T_4$  și se aplică tranzistorului  $Tr. 2$ , de tip *npn* cu siliciu. Dacă frecvența de 2 280 Hz este pură (neînsoțită de alte frecvențe), tranzistorul  $Tr. 2$  lucrează în clasă B. Prin transformatorul  $T_6$ , semnalul se aplică bazei tranzistorului final  $Tr. 4$  de tip P 202, care funcționează ca amplificator-redresor. Acest tranzistor primește alimentarea ( $-24V$ ) prin rezistența  $R_4$ . Tot prin această rezistență este alimentat și releul  $RL.3$ , care este atras în lipsa semnalului de 2 280 Hz. La primirea frecvenței de 2 280 Hz, curentul prin tranzistorul  $Tr. 4$  crește mult, tranzistorul se saturează scurtcircuitând releul  $RL.3$ . Acesta se liberează și aplică printr-un contact de repaos o masă înfășurării lui  $RL.1$ , care se atrage și transmite spre centrală tensiunea de 17 Hz (apel manual). Alt contact de repaos al releului  $RL.3$  scurtcircuitază ieșirea receptorului de apel, spre a nu oscila calea.

Pentru funcționare ca circuit automat interurban, receptorul de apel  $K.60$  se modifică: se elimină  $R_4$  și  $RL.3$  iar colectorul tranzistorului  $Tr. 4$  se conectează direct la releul din joncțiunea de automat interurban Pentaconta, prin care primește tensiunea de  $-48 V$ . În absența frecvenței de 2 280 Hz  $Tr. 4$  este blocat și releul din joncțiune este neatras. Primind impulsurile de 2 280 Hz, curentul tranzistorului crește, releul se atrage și angajează joncțiunea respectivă.

Sistemele românești ST.3 și ST.24 conțin (fig. 12.6) în aceeași casetă partea de emisie și de recepție a apelului cu frecvența de 2 280 Hz.

Tensiunea de 17 Hz dinspre centrală atrage prin puntea redresoare  $P$  releul  $R_1$ , care aplică prin contactele sale de lucru frecvența de 2 280 Hz la intrarea modulatorului căii respective. Nivelul aplicat este cu 0,7 Np mai mic decât al căii în acel punct, deci  $-2,7 Np$ . Tot releul  $R_1$  închide, prin contactele sale de comutație pe o rezistență de  $600 \Omega$  sistemul diferențial al căii, pentru evitarea oscilării. Printr-un contact de lucru  $R7$  scurtcircuitază intrarea în receptorul de apel

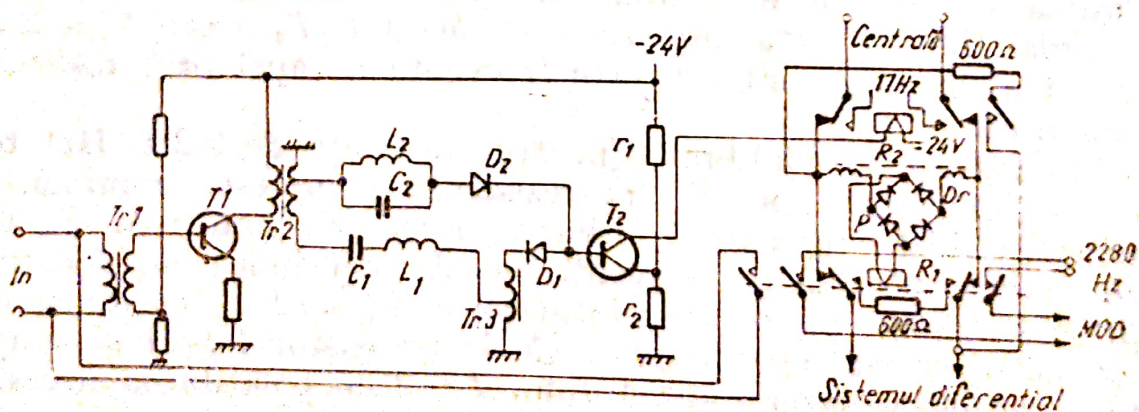


Fig. 12.6. Schema simplificată a dispozitivului de apel al sistemelor ST. 3 și ST. 24.



spre a evita acționarea acestuia de către curenții reflectați de la terminalul opus. Droselul  $D_r$  evită șuntarea circuitului de convorbire de către releul de emisie  $R_1$ .

Receptorul de apel este conectat la ieșirea amplificatorului vocal de recepție al căii, unde nivelul frecvenței de 2 280 Hz este  $+ 0,3$  Np ( $0,7$  Np sub nivelul de măsură al căii  $= + 1$  Np).

Printr-un transformator cu impedanță mare de intrare, frecvența de apel și în general toate frecvențele vocale ale căii se aplică tranzistorului  $T_1$ .

Acesta le amplifică și le transmite printr-un transformator la circuitul de recepție a apelului și la circuitul de gardă. Circuitul de recepție al apelului este compus din circuitul rezonant  $L_1C_1$  acordat pe 2 280 Hz, autotransformatorul  $Tr. 3$  și dioda  $D_1$ . Circuitul de gardă cuprinde circuitul rezonant derivație  $L_2C_2$  acordat tot pe 2 280 Hz și dioda  $D_2$ .

Frecvența de apel de 2 280 Hz recepționată este amplificată de tranzistorul  $T_1$  și trece ușor prin circuitul rezonant serie  $L_1C_1$ , acordat pe frecvența respectivă. Autotransformatorul  $Tr. 3$  mărește tensiunea de 2 280 Hz, dioda  $D_1$  o redresează și o aplică cu polaritate negativă pe baza tranzistorului  $T_2$ . Curenții de 2 280 Hz nu pot trece prin circuitul rezonant  $L_2C_2$ , care fiind acordat pe această frecvență prezintă o impedanță mare.

În absența frecvenței de apel, curentul de colector al tranzistorului  $T_2$  este mic, datorită unei tensiuni negative de blocare aplicate pe emitor, prin rezistențele  $r_1$  și  $r_2$ .

Aplicarea tensiunii negative redresate pe baza lui  $T_2$  îi mărește curentul de colector, atrăgând releul  $R_2$ . Aceasta aplică spre centrală tensiunea de 17 Hz și închide sistemul diferențial pe 600  $\Omega$  spre a nu oscila calea.

Circuitul de gardă evită acționarea receptorului de apel prin apel fals. Dacă convorbirea conține frecvențe întâmplătoare de 2 280 Hz acestea provoacă aplicarea unei tensiuni negative pe baza lui  $T_2$  și curentul de colector are tendința de a crește. Curenții vocali cu frecvențe diferite de 2 280 Hz, ce însoțesc totdeauna componentele întâmplătoare de 2 280 Hz, trec ușor prin circuitul rezonant  $L_2C_2$ , care are impedanță mare numai pentru 2 280 Hz și impedanță mică pentru celelalte frecvențe din convorbire. Dioda  $D_2$  redresează curenții vocali și aplică pe baza lui  $T_2$  o tensiune pozitivă, care anulează efectul tensiunii negative produse de componenta de 2 280 Hz. Tranzistorul rămâne blocat și releul  $R_2$  neatras.

**Notă.** Variații de  $[\pm 1$  Np ale nivelului frecvenței de apel de 2 280 Hz nu înrăutățesc funcționarea receptorului de apel.



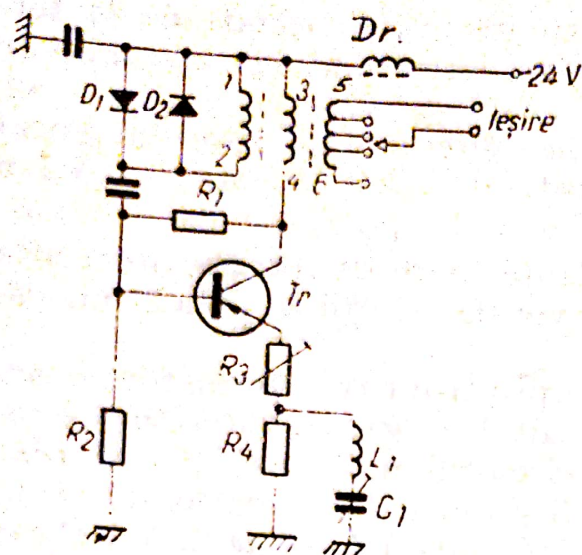


Fig. 12.7. Schema generatorului de 2280 Hz.

La căile funcționând în rețeaua automată interurbană, releul  $R_2$  din receptorul de apel a fost înlocuit cu un releu rapid, spre a urmări mai fidel semnalizările de linie transmise.

Generatorul de 2280 Hz asigură nivelul necesar pentru toate căile sistemului ST. 3 sau ST.24 și constă dintr-o schemă de mare stabilitate ca frecvență și nivel, cu un singur tranzistor (fig. 12. 7).

Reacția pozitivă necesară producerii oscilațiilor se obține prin înfășurarea 1—2 a transformatorului din circuitul de colector, tensiunea de reacție aplicându-se pe baza tranzistorului. Diodele  $D_1$  și  $D_2$

montate antiparalel asigură prin rezistența lor variabilă în funcție de mărimea tensiunii de reacție aplicată o amplitudine constantă a tensiunii aplicate pe bază, independentă de variațiile tensiunii de alimentare și de parametrii tranzistorului.

Rezistența variabilă  $R_3$  din emitor permite ajustarea nivelului generat. Rezistența mai mare  $R_4$  de stabilizare termică este șuntată de circuitul rezonant  $L_1C_1$ . La frecvența sa de rezonanță (2280 Hz) ajustabilă prin trimerul  $C_1$ , impedanța sa mică scurtcircuitază în curent alternativ rezistența  $R_4$  și anulează reacția negativă de curent introdusă de acesta. Pentru frecvența de 2280 Hz, tranzistorul va avea câștig mare și datorită reacției pozitive descrise mai sus va oscila pe această frecvență.

#### D. DISPOZITIVE DE SEMNALIZARE (APEL) „IN AFARA BENZII”

Aplicarea unei mase pe terminalul „S<sub>2</sub> an” din partea de emisie a apelului ramei de căi UKM acționează un „releu static” cu diode (fig. 12.8).

Tensiunea de semnalizare de 3825 Hz este produsă de un generator stabil și distribuită celor 120 canale ale ramei. Pentru fiecare grup primar de 12 căi, un transformator Tr. 4 asigură nivelul necesar.

Pe mediana secundară lui Tr. 4 se aplică o tensiune negativă stabilizată de dioda Zener DZ. Diodele Gr 1 și Gr 2 sînt intercalate



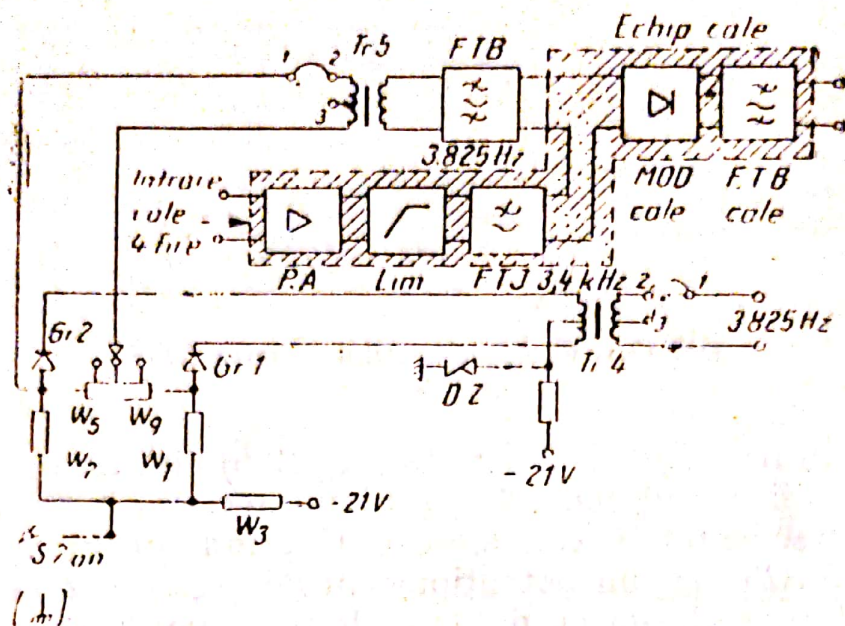


Fig. 12.8. Emisia apelului la rama UKM.

între firele ce transmit frecvența de 3 825 Hz și un grup rezistiv  $W_1$ ,  $W_2$  și  $W_3$ , capătul lui  $W_3$  fiind conectat la  $-21$  V.

În stare de repaos (fără masă pe terminalul „ $S_2$  an”) diodele primesc potențial de blocare și 3 825 Hz nu ajunge la transformatorul  $Tr. 5$ , datorită rezistenței mari a diodelor. Aplicarea masei pe terminalul „ $S_2$  an” inversează polarizarea diodelor care devin conductive.

Frecvența de 3 825 Hz trece acum spre  $Tr. 5$ , nivelul său fiind reglat prin divizorul rezistiv  $W_1-W_9$ . De la  $Tr. 5$  printr-un filtru trece bandă 3 825 Hz se aplică modulatorului căii, împreună cu frecvențele de convorbire 300—3 400 Hz ale sensului de emisie. Un filtru trece jos oprește intrarea în modulator a frecvențelor peste 3 400 Hz spre a nu se suprapune eventual peste frecvența de semnalizare 3 825 Hz, perturbând-o. Un limitator de amplitudine  $LIM$  împiedică supraîncărcarea modulatorului căii. Filtrul de bandă al căii  $FB$  CALE permite trecerea frecvențelor 300—4 000 Hz modulate.

Se pot alege două variante de nivel al apelului „în afara benzii”: nivel mare (0,6 Np sub nivelul de măsură al căii) sau nivel mic (2,1 N sub nivelul căii). Utilizarea nivelului mare asigură o stabilitate bună la transmiterea impulsurilor de selecție dar încarcă mult partea de grup a sistemelor, provocând eventual diafonie neliniară între căi.

Nivelul mic evită supraîncărcarea sistemului, dar este mai sensibil la perturbații din convorbire. Trecerea de la nivel mic la nivel mare se face prin schimbarea punților sudate 1—2 în 1—3 la transformatoarele  $Tr. 4$  și  $Tr. 5$ .



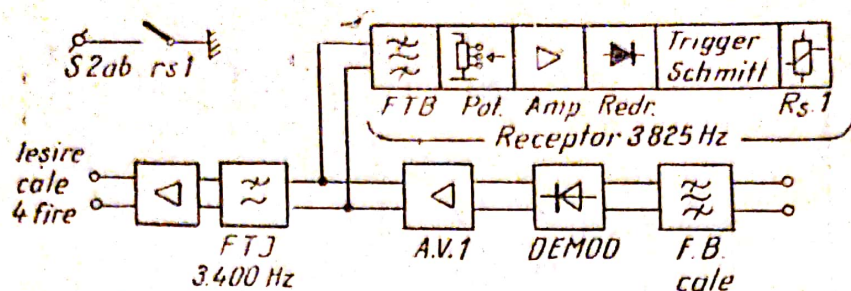


Fig. 12.9. Recepția apelului la rama UKM.

Receptorul frecvenței de 3 825 Hz (fig. 12.9) este conectat în derivație între amplificatorul vocal  $AV_1$  și filtrul trece jos 3 400 Hz prin care trec numai frecvențele vocale ale căii. Cuprinde un filtru trece bandă acordat pe 3 825 Hz, un potențiometrul de reglaj al sensibilității, un amplificator, un redresor cu dublare de tensiune și un circuit bistabil cu reacție (trigger Schmitt) ce comandă un releu „trestie”  $Rs. 1$ , cu contact în gaz inert. În lipsa frecvenței de 3 825 Hz, circuitul bistabil menține neatrăs releul  $Rs. 1$ . La primirea impulsurilor, circuitul bistabil se comută și atrage releul. Acesta aplică o masă pe terminalul „ $S_{2ab}$ ” spre centrală. Sensibilitatea receptorului de semnalizare se autoreglează pentru limite largi ( $\pm 1$  Np) ale nivelului impulsurilor de 3 825 Hz recepționate.

La sistemul Telettra PST 3, ce folosește premodularea de cale (cap. 15, D) semnalizarea „în afara benzii” folosește tot 3 825 Hz și poate avea nivel mai mic decât calea cu 6,18 sau 20 dB prin punți sudate. Tot așa se reglează sensibilitatea receptorului de apel pe două poziții — nivel mare (6 dB sub cale) sau nivel mic (18 sau 20 dB sub cale).

Un generator local produce frecvența de 27 825 Hz, aceeași pentru toate căile și care corespunde la 3 825 Hz modulați cu frecvența de premodulație 24 kHz.

Un întrerupător cu diode  $ID$  (fig. 12.10) controlează accesul frecvenței de 27 825 Hz printr-un filtru îngust trece bandă în modulatorul de cale (treapta a 2-a de modulație). Tot aici se aplică prin filtrul de premodulație al căii frecvențele 24,3—27,4 kHz obținute prin premodularea cu 24 kHz a frecvențelor vocale 0,3—3,4 kHz. În acest fel, la intrarea modulatorului treptei 2 de modulație se introduc concomitent frecvențele căii și frecvența de semnalizare, fără a se influența între ele.

La recepție, extragerea frecvenței de semnalizare se face de la ieșirea demodulatorului de cale, înaintea filtrului de premodulație al căii 24—28 kHz (fig. 12.11).



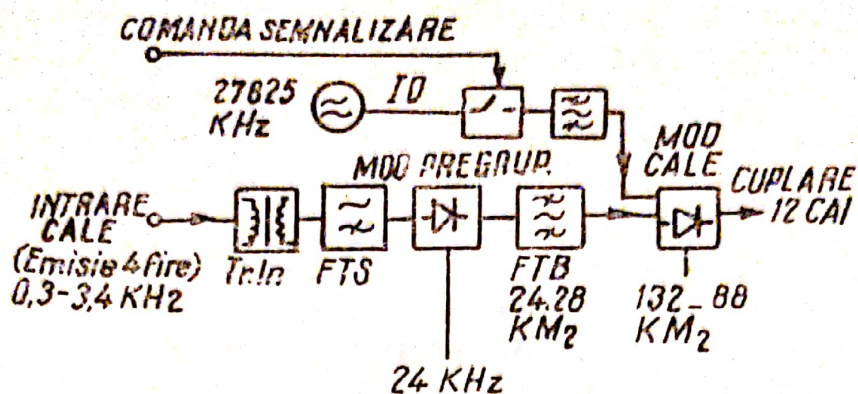


Fig. 12.10. Emisia apelului la sistemul PST 3.

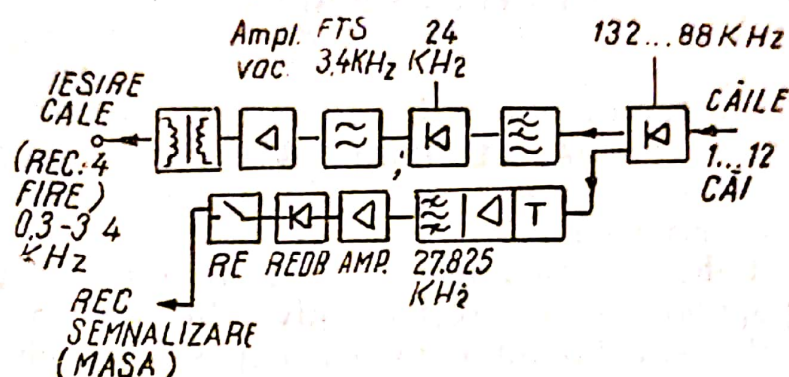


Fig. 12.11. Recepția apelului sistemului PST 3.

Extragerea se face printr-un filtru trece bandă îngust cu cuarț, acordat pe 27 825 Hz. Înainte și după filtrul cu cuarț se află amplificatoare de separare și reglaj. Frecvența de apel astfel filtrată și amplificată este redresată și comandă un releu electronic *RE*, care regenerează forma impulsurilor de semnalizare. În acest fel durata impulsurilor depinde foarte puțin de nivelul lor de recepție din linie.

Contactul de masă, ce se transmite la recepționarea semnalizării, este realizat în mod electronic, prin două tranzistoare cuplate.

#### REZUMAT

- Pentru repetoare vocale se folosesc 17—50 Hz cu 50—75 V, se asigură ocolirea apelului și retransmiterea din sursa stației.
- Semnalizarea „în bandă”, mai ales 2 280 Hz :
  - nu complică *FTB* al căilor ;
  - necesită circuite de gardă în repetoare contra apelului fals.
- Semnalizare „în afara benzii”, mai ales cu 3 825 Hz ; complică filtrele de cale ; nu necesită circuit de gardă ; poate avea nivel mare sau mic.



## CAPITOLUL 13

# SEMIAUTOMATIZAREA ȘI AUTOMATIZAREA INTERURBANĂ

### A. GENERALITĂȚI

Ca urmare a dezvoltării impetuoase a economiei țării noastre în anii puterii populare și a creșterii nivelului de trai al oamenilor muncii, volumul traficului interurban a depășit capacitatea de utilizare cu o calitate acceptabilă a sistemului de deservire manuală, adică cu un timp mediu de așteptare de circa 15 minute.

Pe circuitele interurbane manuale intervin cel puțin două telefoniste (din centralele interurbane) și eventual cele din centralele de tranzit, așa că timpul de stabilire a legăturii între abonați este mare. Pentru a permite mărirea traficului interurban și a reduce timpul de așteptare s-a trecut la semiautomatizarea și automatizarea legăturilor interurbane.

La circuitele semiautomate, operatoarea din centrala interurbană la care este conectat abonatul ce solicită convorbirea poate forma direct la disc numărul abonatului din altă localitate, punându-l în legătură cu abonatul chemător.

La circuitele automate, abonatul chemător formează singur la discul aparatului său telefonic numărul abonatului din altă localitate, selecția și interconectarea realizându-se complet automat.

### B. SEMIAUTOMATUL INTERURBAN

Acest echipament permite ca telefonistele dintr-un oficiu telefonic în care nu există o centrală telefonică automată interurbană să aibă acces la o astfel de centrală aflată în altă localitate și să poată astfel



obține în automat legături telefonice cu abonații din toate localitățile conectate la rețeaua telefonică interurbană automatizată.

Pot apărea două cazuri:

- oficiul telefonistei este la distanță mică de localitatea cu centrală telefonică automată interurbană;

- oficiul telefonistei este la distanță mare de localitatea cu centrală automată interurbană.

În primul caz se folosește un echipament de semiautomat ce funcționează cu frecvența de 50 Hz pentru angajare și selecție la distanță, pe circuite pe două fire (fizice sau fantomă).

În cazul al doilea, echipamentul respectiv de semiautomat folosește frecvența de 2 280 Hz pentru angajare și selecție, de obicei circuite pe patru fire (cu receptoare vocale sau căi de sisteme de curenți purtători).

În ambele cazuri, echipamentul de semiautomat transformă semnalele de curent continuu de la schimbătorul telefonic, respectiv de la centrala automată interurbană opusă, în semnale de curent alternativ (50 Hz sau 2 280 Hz) ce pot fi transmise pe circuitul interurban și retransformate la capătul opus în semnalele de curent continuu necesare.

### C. SEMIAUTOMATUL PENTACONTA CU 50 Hz

În oficiul de plecare echipamentul cuprinde (fig. 13.1):

- cutia de relee tip 2.20.2009 X B;

- transformatorul de rețea 220 V/30—45 V/50 Hz;

- un comutator tripolar;

- un convertizor de la 22 la 26 V curent continuu, la 50 Hz și 30 V;

- următoarele elemente montate într-unul sau mai multe schimbătoare din centrala telefonică: jacurile de convorbire *AJ*; jacurile de disc *DJ*; lămpile de semnalizare *BL*; discul *D*; fișa de disc *OP*. Alimentarea cutiei de relee se face din bateria de 24 V pentru curent continuu și din transformatorul de rețea pentru 50 Hz, 30—45 V.

La întreruperea rețelei de curent alternativ, convertizorul alimentat din bateria de 24 V preia furnizarea tensiunii de 50 Hz, 30—45 V.

Centrala interurbană automată cuprinde joncțiuni de intrare de 50 Hz pentru circuitele semiautomate convergente.

Funcționarea simplificată a echipamentului este următoarea: pentru a realiza o legătură, telefonista introduce una din fișele de convor-



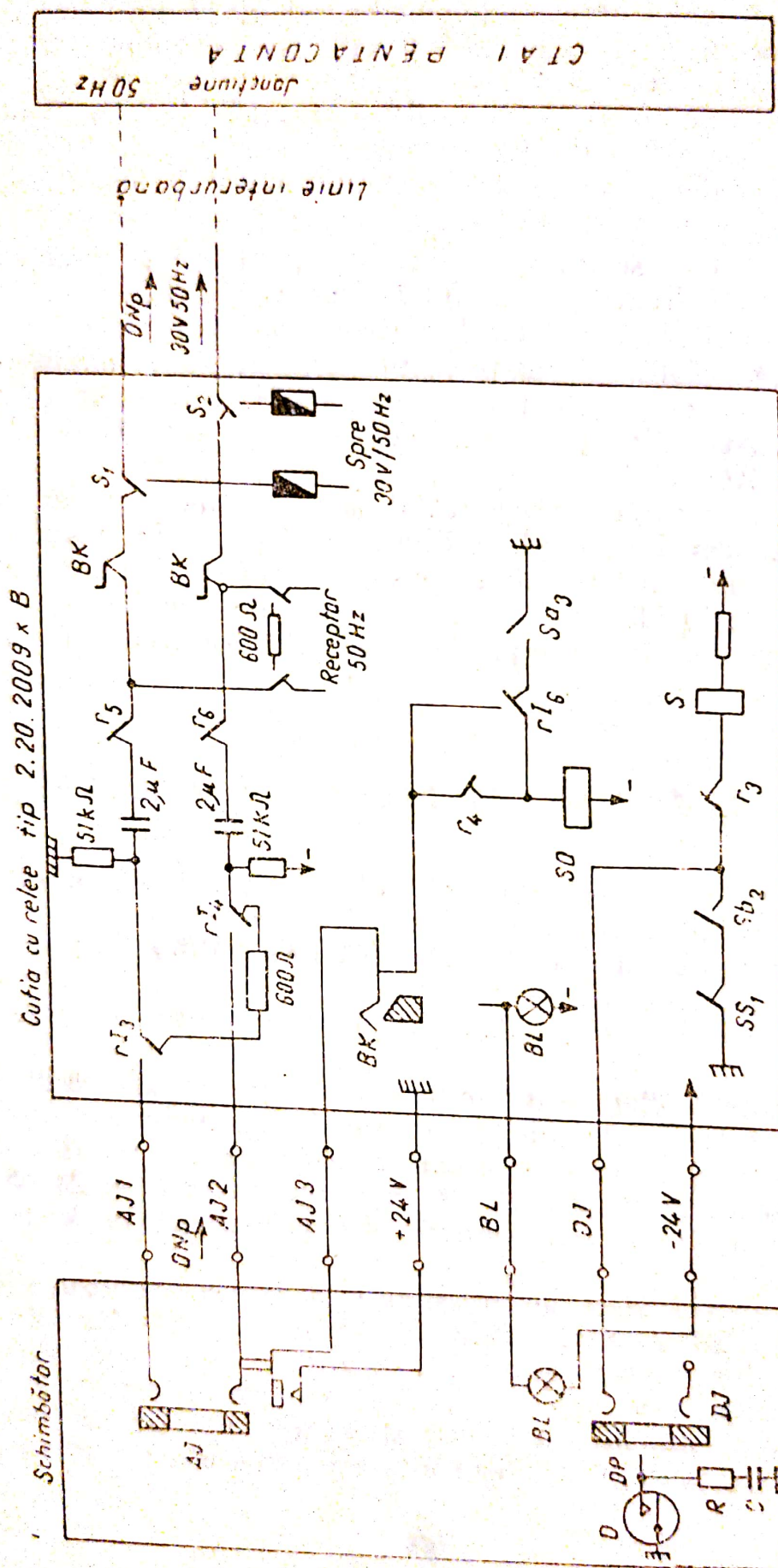


Fig. 13.1. Schema simplificată a echipamentului de semiautomat cu 50 Hz.



bire în jacul de convorbire *AJ* al circuitului semiautomat respectiv. Ca urmare, se aprind cele două lămpi de semnalizare *BL* ale circuitului (una în schimbător și alta în butonul cheii *BK* din cutia de relee) și se emite pe linie un semnal scurt de 150 ms, cu 50 Hz și 30 V, care determină angajarea joncțiunii de 50 Hz din CTAI. Pentaconta la care circuitul semiautomat respectiv este conectat și ca urmare telefonista primește prin circuit tonul de disc.

Introducând fișa de disc *OP* a schimbătorului în jacul de disc *DJ* al circuitului respectiv, telefonista formează la discul său *D* numărul abonatului chemat, compus din 8 cifre: prefixul localității (din două sau trei cifre) plus numărul urban al celui abonat.

Ca urmare, pleacă pe linie trenuri corespunzătoare de impuls de 50 Hz (66 ms impuls și 33 ms pauză) pentru selecția la distanță.

După ce abonatul chemat a răspuns și convorbirea a luat sfârșit, în urma semnalizării de fine de convorbire (abonatul chemător pune pe levier microreceptorul său), operatoarea scoate fișa din jacul de convorbire *AJ*. Ca urmare, pleacă pe linie un semnal de 1 500 ms, 50 Hz, care eliberează joncțiunea de 50 Hz din CTAI Pentaconta, iar acesta la rândul său trimite înapoi un semnal de răspuns de 600 ms și 50 Hz, care eliberează circuitul de ieșire respectiv din cutia cu relee, stingând și cele două lămpi de semnalizare.

#### D. SEMIAUTOMATUL PENTACONTA CU 2 280 Hz

Funcționează pe distanțe mai lungi, pe patru fire (căi de sistem sau circuite cu repetoare vocale).

La schimbătorul interurban de plecare (fig. 13.2) sînt necesare aceleași elemente ca în cazul precedent: jacul de convorbire *AJ*, jacul de disc *DJ*, becul de semnalizare *BL*, discul de impulsii *D*.

Cutia de relee este mai simplă, dar apare un nou echipament numit signalor, amplasat în stația de frecvență. Signalorul urmează după cutia de relee, trimițînd și recepționînd impulsii de 2 280 Hz. Ieșirea sa este conectată pe patru fire la calea telefonică spre localitatea ce are CTAI Pentaconta. Aici există joncțiuni de intrare speciale pentru 2 280 Hz.

**Funcționarea** este următoarea: introducînd fișa în jacul de convorbire *AJ*, se aprind lămpile de semnalizare *BL* din schimbător și din cutia de relee și se atrage releul *SA*. Acesta, prin intermediul unui circuit de temporizare și a releelor intermediare *SS* și *Sb*, trimite o masă timp de 150 ms prin firul *S* releului *Re*<sub>1</sub> din signalor. Acesta



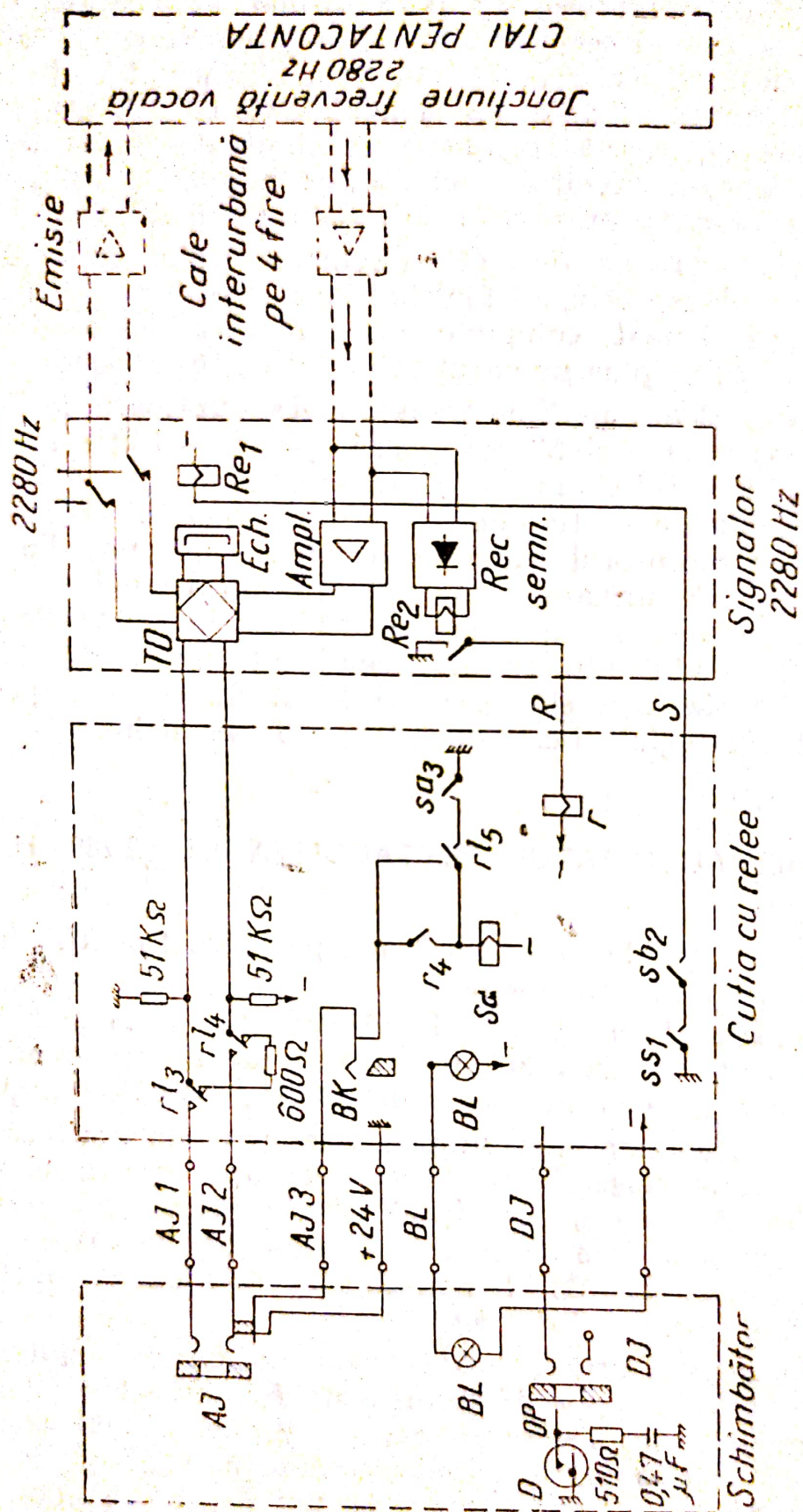


Fig. 13.2. Semiautomatul Pentaconta cu 2280 Hz.



trimite timp de 150 ms un semnal de 2 280 Hz spre CTAI Pentaconta. Se angajează joncțiunea respectivă de aici și telefonista primește tonul de disc.

Se introduce fișa de disc *OP* în jacul de disc *DJ* și se formează la disc numărul abonatului dorit. Spre CTAI pleacă succesiuni de impulsuri de 2 280 Hz (66 ms semnal și 33 ms pauză).

După ce abonatul chemat a răspuns și convorbirea s-a efectuat, la punerea pe levier a microreceptorului abonatului chemător, opera toarea scoate fișa de convorbire din jacul *AJ*. Prin scoaterea fișei pleacă pe linie un semnal de 2 280 Hz timp de 1 500 ms care eliberează joncțiunea de frecvență vocală din CTAI Pentaconta. Aceas ta trimite înapoi un semnal de răspuns de 2 280 Hz și 600 ms care este primit de receptorul de semnalizare din signalor și care prin firul *R* atrage releul *r* din cutia de rele. Prin aceasta se eliberează circuitul de ieșire respectiv din cutia de rele și se sting cele două lămpi de semnalizare *BL*.

Rama de signalori are înălțimea redusă (1 900 mm) și cuprinde echipamentele pentru realizarea a 24 circuite semiautomate, inclusiv generatoare pentru 2 280 Hz și sisteme diferențiale de trecere de la două fire (spre centrala manuală) la patru fire (spre circuitul interurban). Signalorul trimite impulsurile de semnalizare în ramura de emisie și primește din ramura de recepție impulsurile provenite de la stația opusă.

Frecvența de semnalizare de 2 280 Hz are nivelul cu 6 dB mai mic decât al convorbirii și se injectează printr-un releu rapid, comandat de la CTA de un fir de semnalizare emisie (fig. 13.3).

În partea de recepție pe patru fire a signalorului se află în paralel un amplificator-separator și un receptor pentru impulsurile de 2 280 Hz, transmise apoi ca impulsuri în curent continuu pe un fir de semnalizare spre CTA.

Amplificatorul separator este blocat de către receptorul de semnalizare în timpul recepției impulsurilor de 2 280 Hz, spre a evita transmiterea lor spre terminor (sistemul diferențial).

Receptorul pentru 2 280 Hz cuprinde un atenuator de reglaj al sensibilității, amplificatorul separator  $A_1$  și un limitator de amplitudine cu diode. La ieșirea acestuia, forma de undă a semnalului este dreptunghiulară, deci conține frecvența de 6 840 Hz adică armonica a treia a frecvenței de semnalizare de 2 280 Hz. Aceasta trece prin amplificatorul  $A_2$  spre un filtru trece bandă acordat pe 6 840 Hz. Tot la amplificatorul  $A_2$  se conectează, printr-un filtru simplu oprește bandă 6 840 Hz și circuitul de gardă (protecția contra apelului fals).



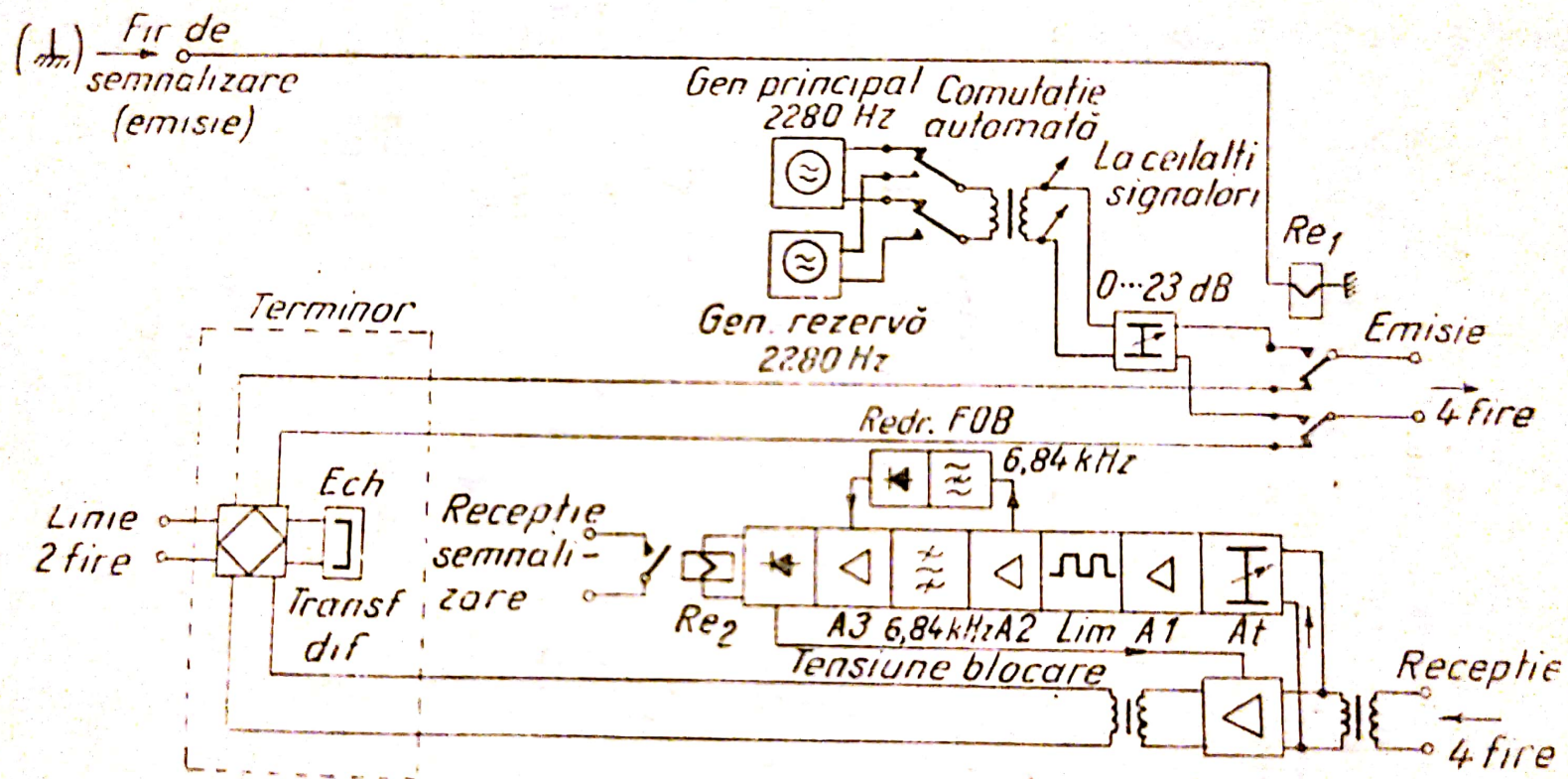


Fig. 13.3. Schema simplificată a signalorului de 2280 Hz.



Semnalul de 6 840 Hz de la ieșirea filtrului respectiv trece bandă se aplică unui amplificator-redresor  $A_3$  se comandă releul rapid  $Re_2$ , prin intermediul unui trigger Schmitt ce corectează forma impulsurilor de semnalizare.

Circuitul de gardă amplifică toate frecvențele afară de 6 840 Hz (armonica a treia a lui 2 280 Hz), le redresează iar tensiunea redresată comandă amplificatorul  $A_2$ .

La sosirea corectă a impulsurilor de semnalizare, singura frecvență prezentă este 2 280 Hz, a cărei armonică 3 este amplificată și redresată de  $A_3$  și atrage releul  $Re_2$ . Acesta închide o buclă spre CTA prin firele „recepție semnalizare”.

Dacă întâmplător convorbirea conține componente de 2 280 Hz, acestea au tendința de a acționa amplificatorul redresor  $A_3$ , dar în același timp restul frecvențelor vocale concomitente trec spre circuitul de gardă, sînt redresate și blochează pe  $A_3$ . Se evită astfel acționarea falsă a receptorului frecvenței de semnalizare.

La recepția corectă a impulsurilor de semnalizare o dată cu atragerea releului  $Re_2$ , de la  $A_3$  se trimite și o tensiune de blocare a amplificatorului-separator  $A_1$  din ramura de recepție a frecvențelor vocale.

Un comutator automat trece alimentarea cu 2 280 Hz pe un generator de rezervă, la defectarea generatorului principal.

## E. AUTOMATIZAREA INTERURBANĂ ȘI INTERNAȚIONALĂ

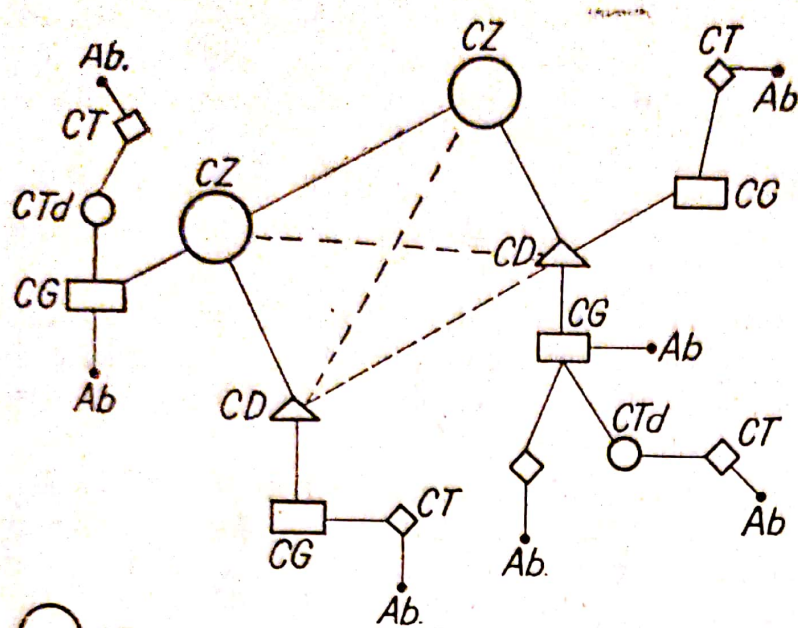
Automatizarea este singura soluție rațională pentru dezvoltarea la un nivel superior al rețelei telefonice din țara noastră. S-au introdus deja în rețeaua automată interurbană 72 orașe, numărul lor crescînd an de an.

Prin automatizarea interurbană convorbirile se realizează fără intervenția telefonistelor, abonatul formînd direct la discul său numărul dorit, ca și în cazul unei convorbirii automate urbane (locale).

Apar următoarele avantaje însemnate:

- utilizarea productivă a circuitelor interurbane crește de la 40 la 60%;
- timpul de stabilire a unei legături se reduce la timpul de selecție și interconectare (circa 20 s);
- numărul de erori este mai mic;
- echipamentul de comutație automată poate fi introdus progresiv, pe măsura creșterii traficului;





○ CZ - Centru de zonă    ○ CTd - Centru tandem  
 △ CD - Centru de distribuție    ◇ CT - Centru terminal  
 □ CG - Centru de grup    • Ab - Post de abonat

Fig. 13.4. Configurația rețelei interurbane automatizate.

— asigură în mod automat revărsarea traficului pe căi ocultoare când circuitele directe sînt ocupate;

— are fiabilitate bună în funcționare.

Configurația rețelei interurbane automate a fost aleasă de tip mixt (fig. 13.4): rețea poligonală, fiecare centrală cu fiecare între centrele de zonă și radială spre centrele de distribuție și centrele de grup. Rețeaua este realizată pe fascicule de căi telefonice, funcționînd pe cabluri

simetrice și pe radiorelee de mare capacitate. În acest fel s-au putut realiza comunicații pe patru fire pînă la nivelul centrelor de grup.

Repartiția echipamentului de transmisie în rețeaua automată interurbană este arătată în figura 13.5 și corespunde recomandărilor CCITT. În sistemul național de transmisie se asigură un echivalent la emisie de cel mult 2,4 Np și un echivalent de recepție de cel mult 1,9 Np. Echivalentul total este minimum 3,7 Np și maximum 4,6 Np.

Pentru alegerea modului de numerotare, pe plan mondial s-au profilat două soluții:

— *numerotația deschisă*, în care codul localității apare în mod separat de numărul local (urban) al abonatului chemat. Astfel, unui abonat pot avea un număr total de cifre diferit de alți abonați chiar în interiorul aceleiași zone;

— *numerotația închisă*, la care codul oficiului apare împreună cu numărul local al abonatului. Indiferent în ce oficiu este conectat abonatul chemat, se formează la disc același număr de cifre.

Numărul național al abonaților din R. S. România este format din 8 cifre, prima cifră fiind totdeauna nouă (9) care oferă acces la rețeaua automată interurbană. Dintre cele 8 cifre, primele 2, 3, 4 cifre (în funcție de mărimea centrului de comutație local) formează



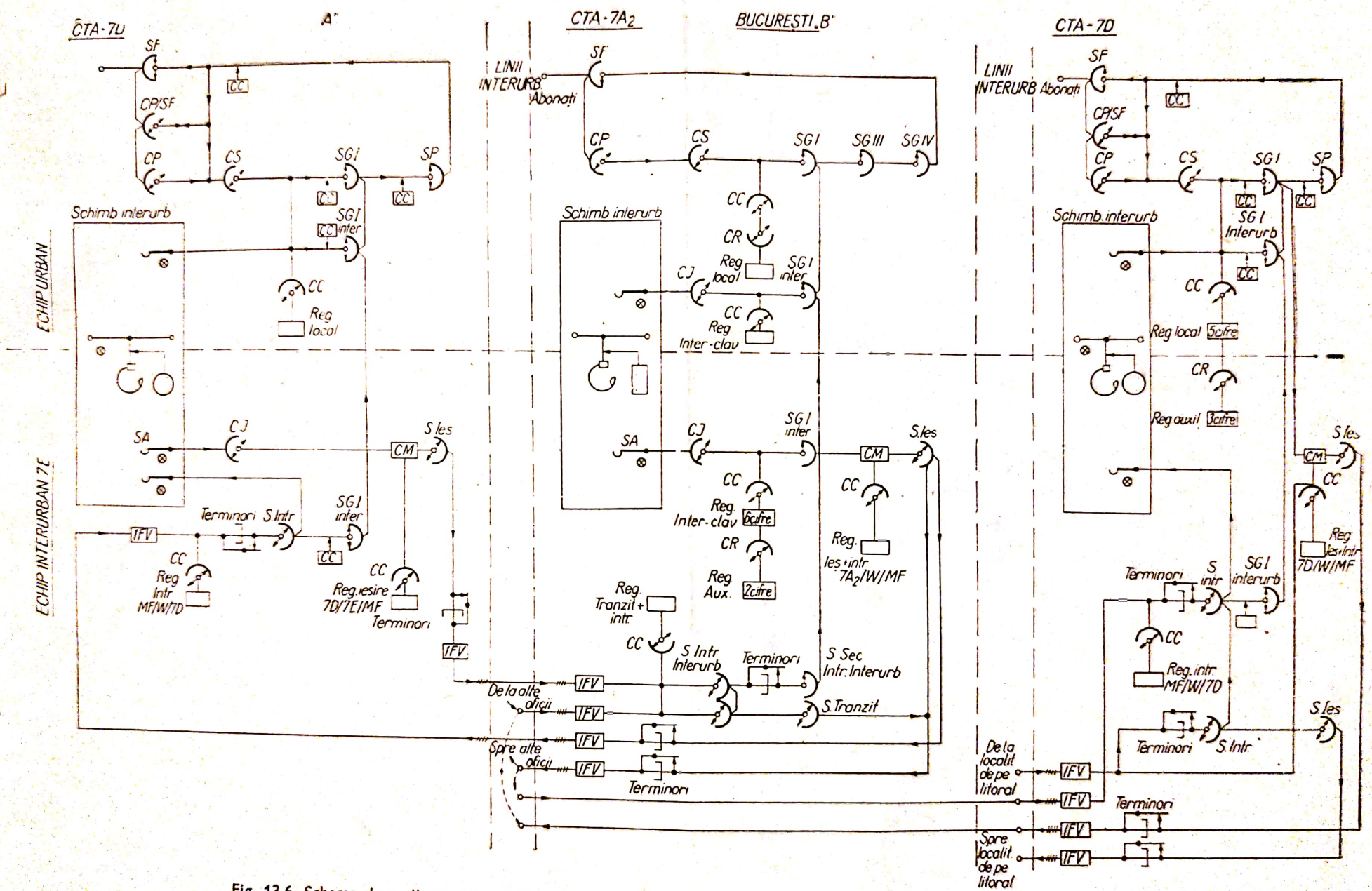


Fig. 13.6. Schema de realizare a legăturilor telefonice interurbane în mod automat, semiautomat și cu tranzit automat.



prefixul care precedă numărul local. Pentru București unde numărul local are 6 cifre prefixul interurban are două cifre (90).

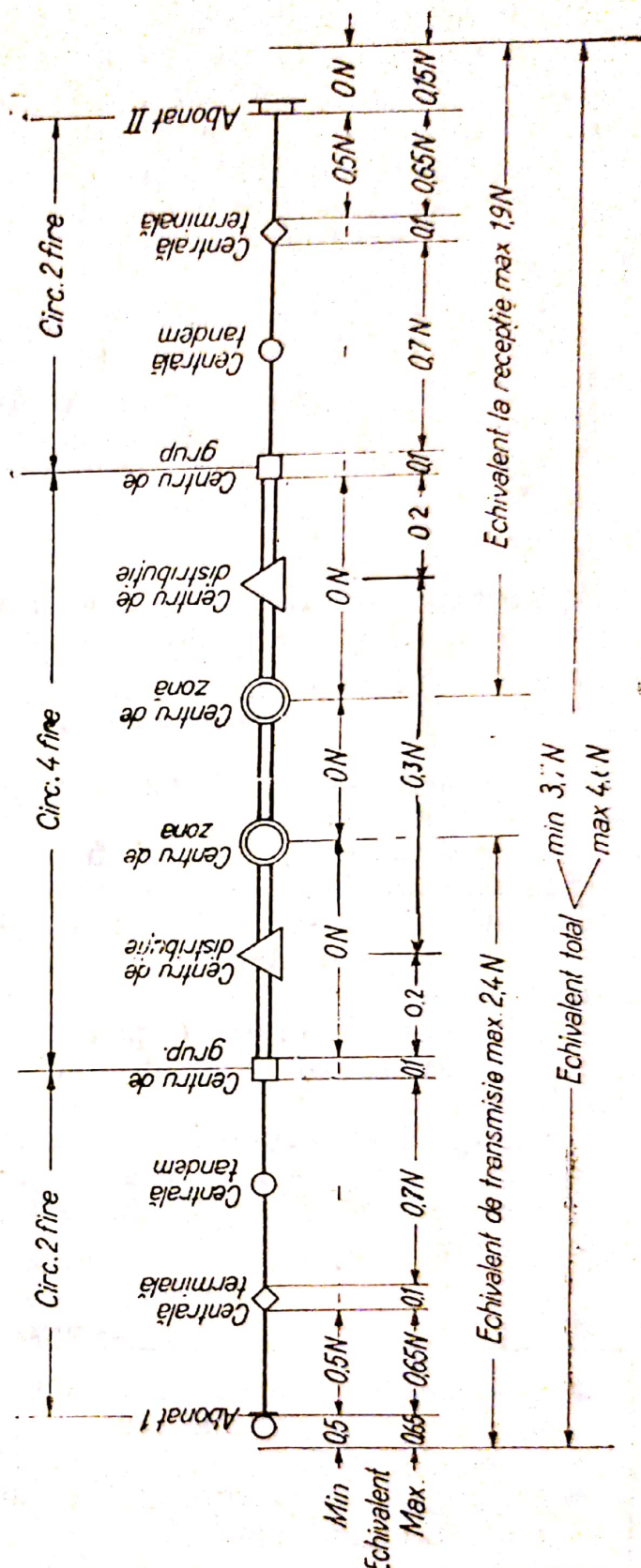
Pentru orașe mari, avînd numerotare locală cu 5 cifre, prefixul are 3 cifre (9xx) iar pentru orașele medii și mici, cu numerotație locală cu 4 cifre, prefixul interurban are 4 cifre (9xxx), în care  $x$  reprezintă o cifră între 0 și 9.

Semnalizarea la distanță se poate realiza prin sistemul cu o frecvență transmisă în linie, cu două frecvențe sau prin sistemul multifrecvență.

Astfel, cu o frecvență transmisă în linie (2 280 Hz) se transmit semnalizările de linie (angajarea joncțiunii opuse, obținerea tonului de disc, finele de convorbire, liberarea joncțiunii etc.), adică în general toate informațiile schimbate între CTAI de plecare și de sosire, în afară de transmiterea numărului abonatului dorit (selecție). Practic, diferitele informații (semnalizări de linie) se deosebesc între ele prin durata (150—600 ms) cît este emisă frecvența de 2 280 Hz.

Sistemul cu două frecvențe, de obicei 2 040 și 2 400 Hz, se utilizează pentru semnalizările de linie pe circuitele internaționale semiautomate și automate.

Fig. 13.5. Distribuția echivalentului în rețeaua automată interurbană.







Cu sistemul multifrecvență se realizează selecția interurbană propriu-zisă, prin semnalizări „înainte” (transmiterea cifrelor numărului abonatului chemat, prin codul „2 din 5”) adică se trimite pentru fiecare cifră două frecvențe alese din 5 frecvențe normalizate și prin semnalizări „înapoi” care confirmă centralei chemătoare primirea corectă cifră cu cifră, în cod „2 din 4”.

Sistemul multifrecvență asigură transmiterea corectă și sigură a numărului solicitat.

Taxarea convorbirilor interurbane se face în funcție de durata convorbirii, de distanța kilometrică în linie dreaptă între localități și de perioada de tarif (întreg sau redus cu 40%). În acest scop, CTAI trimite impulsuri de taxare către contorul abonatului chemător, la care se înregistrează și convorbirile locale. Ca unitate de bază, în acest sistem de taxare, ca unitate la contor se consideră o convorbire locală (0,20 lei).

De exemplu, pentru zona I de taxare (0—100 km) se trimite spre contor 7,5 impulsuri de taxare pe minut, pentru zona a II-a (100—200 km) se trimite 15 impulsuri pe minut, pentru zona a III-a (200—400 km) se trimite 20 impulsuri pe minut iar pentru zona a IV-a (peste 400 km) se trimite 20 impulsuri pe minut.

Pentru a ilustra funcționarea automatului interurban, figura 13.6 arată echipamentul urban, interurban și cel de comutație interurbană din localitățile A, B, C (B fiind oficiul București).

Schema arată că de la oficiul A se pot obține legături telefonice interurbane semiautomate cu abonații urbani din orașul București precum și cu abonații din rețeaua telefonică a orașului C, cu tranzit automat prin București.

Un abonat din orașul C poate selecta automat orice abonat din oficiul A, cu tranzit automat prin București precum și orice abonat din București.

Abonații din București conform schemei 13.6 pot obține legături semiautomate cu abonații din A (prin intermediul telefonistelor de la schimbătoarele manuale din București) și legături automate cu abonații din C.

#### — REZUMAT —

- Circuitele semiautomate permit convorbiri cu abonații urbani prin telefonistele din centralele interurbane manuale. Echipamentele respective lucrează cu impulsuri de 50 sau 2 280 Hz.
- Pe circuitele interurbane automate, abonatul selectează direct prin disc numărul dorit din altă localitate.



## CAPITOLUL 14

SISTEME DE CURENȚI PURTĂTORI  
CU NUMĂR MIC DE CĂI

Sistemele de curenți purtători cu 1—3 căi realizează cu cost redus un număr suplimentar de circuite de înaltă frecvență, folosind linii aeriene pe care funcționează deja circuite de frecvență vocală.

Sînt utilizate mai ales pentru legături secundare, cu localități mici, deci trebuie să fie ușor de montat, de alimentat, de dat în comunicație și de întreținut.

Progresele tehnologice (tranzistoare, inductanțe pe ferite, condensatoare cu tantal, relee miniatură, cablaje imprimate etc.) au redus costul sistemelor și le-au mărit fiabilitatea.

Aceste sisteme funcționează pe două fire, deci cu frecvențe diferite pe cele două sensuri de transmisie.

## A. SISTEMUL ST. 1

Sistemul românesc ST.1 realizează o cale de înaltă frecvență pe un circuit aerian din cupru, bimetăl sau oțel, pe lângă circuitul existent de frecvență vocală.

Particularitățile sistemului tranzistorizat ST.1 sînt :

- transmite frecvențele vocale 0,3—2,4 Hz ;
- permite acoperirea, fără repetor, a unei secțiuni cu atenuare maximă de 5,5 Np ;
- frecvența purtătoare este 6 kHz, comună pentru ambele sensuri (fig. 14.1). Sensul *AB* folosește banda laterală inferioară 3,6—5,7 kHz, iar sensul *BA* banda laterală superioară 6,3—8,4 kHz ;
- alimentarea se face din bateria de — 24V a stației sau de la rețeaua de 120 sau 220 V, printr-un redresor încorporat.



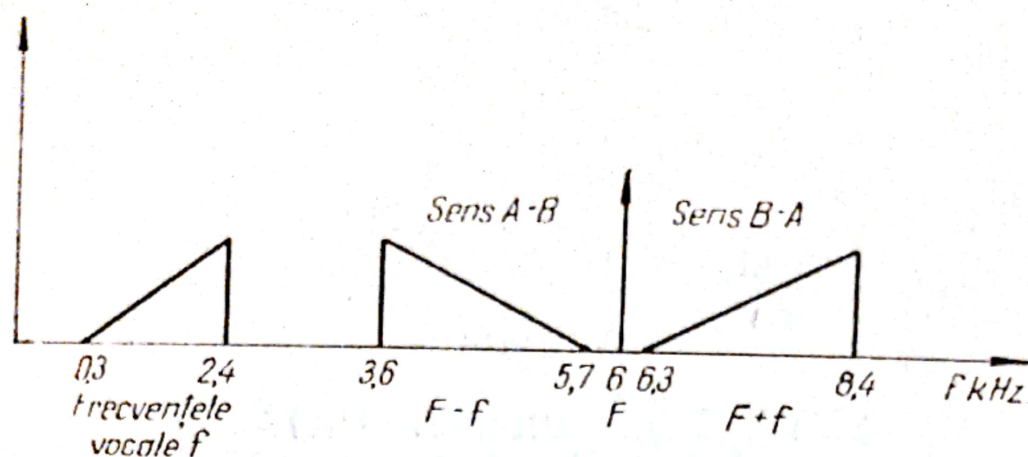


Fig. 14.1. Frecvențele folosite la sistemul ST. 1.

Sensul de emisie cuprinde (fig. 14.2) un transformator diferențial cu echilibrul său, un atenuator fix, filtre de limitare la 0,3—2,4 kHz a benzii vocale transmise, modulatorul în inel cu diode de germaniu, filtrul de bandă corespunzătoare sensului *AB* sau *BA* și un amplificator de emisie. Urmează filtrul direcțional ce separă frecvențele sub 6 kHz (sensul *AB*) de cele peste 6 kHz ale sensului *BA*. Conectarea la linie se face prin filtrul de linie, care separă frecvențele de peste 3 kHz utilizate de sistem de frecvențele sub 3 kHz ale circuitului vocal. Nivelul de ieșire în linie este de +2 Np, cînd se aplică la intrarea în sistem un semnal de 800 Hz cu nivel 0 Np.

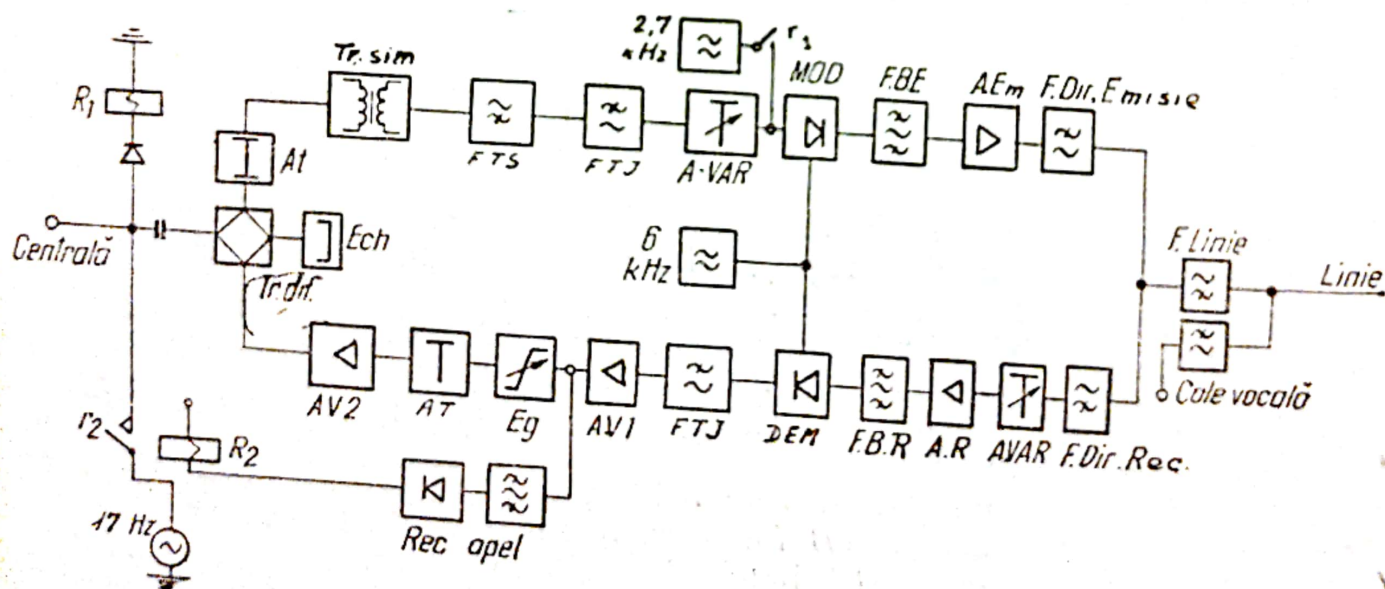


Fig. 14.2. Schema bloc a sistemului ST. 1.



La ieșirea părții de recepție a filtrului direcțional se află succesiv un atenuator de reglaj al nivelului, amplificatorul de recepție, demodulatorul în inel, filtrul trece jos sub 3 kHz și un amplificator vocal format din două secțiuni între care se află un egalizor în trepte pentru corectarea caracteristicii de frecvență a căii.

**Funcționarea apelului:** tensiunea de 17 Hz primită de la centrală atrage printr-o punte redresoare releul  $R_1$ , care conectează la modulator o tensiune de 2 700 Hz produsă de un oscilator local.

**La recepție,** frecvența astfel obținută (3 300 Hz în sensul  $AB$  și 8 700 Hz în sensul  $BA$ ) este demodulată și rezultă iarăși frecvența de 2 700 Hz. Aceasta este preluată printr-un filtru îngust trece bandă, amplificată, redresată și atrage releul  $R_2$  ce aplică 17 Hz spre centrală, din sursa respectivă a stației.

## B. SISTEMUL ST. 3

Sistemul românesc tranzistorizat ST.3 realizează pe linii aeriene de cupru 3 căi de înaltă frecvență și, la cerere, 3 căi telegrafice.

Pe o ramă normalizată se pot monta două terminale complete.

Permite obținerea a două spectre diferite de frecvență în sensul frecvențelor înalte ( $BA$ ), spre a reduce diafonia inteligibilă între mai multe sisteme funcționând pe același traseu.

Cuprinde și echipament pilot, pentru supravegherea atenuării liniei.

Alimentarea se realizează din bateria de  $-24V$  a stației, printr-un circuit de filtrare sau de la rețea, printr-un redresor încorporat.

Spectrul de frecvențe (fig. 14.3) este 4–32 kHz, din care 4–16 kHz pentru sensul  $AB$  și 18–30 kHz pentru sensul  $BA$ . Modularea se realizează într-o singură treaptă, cu frecvențele purtătoare de 8, 12 și 16 kHz în sensul  $AB$ , preluându-se benzile laterale inferioare. Pentru sensul  $BA$  se pot folosi fie benzile laterale inferioare obținute cu frecvențele purtătoare 22, 26 și 30 kHz, fie benzile laterale superioare obținute cu 18, 22 și 26 kHz. Se obțin astfel două variante ale spectrului de frecvențe în sensul  $BA$ .

Ramura de emisie din schema bloc (fig. 14.3) începe cu un sistem diferențial rezistiv (v. cap. 6, G), conectat spre centrală și echilibrat prin atenuatoare 0,4 Np/600  $\Omega$ , spre a ameliora atenuarea de echilibrare.



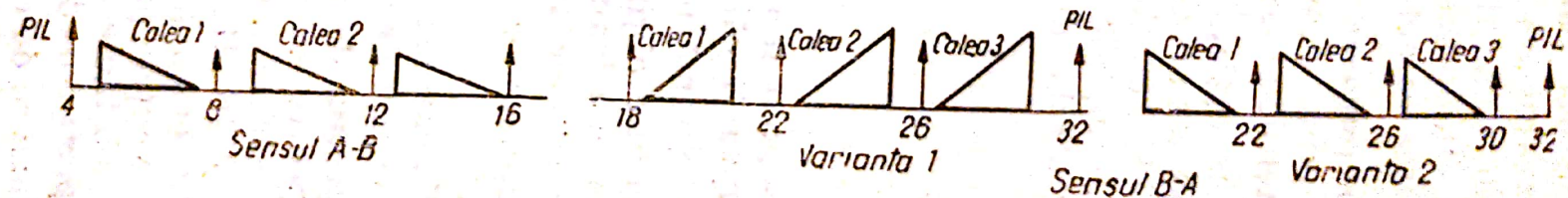
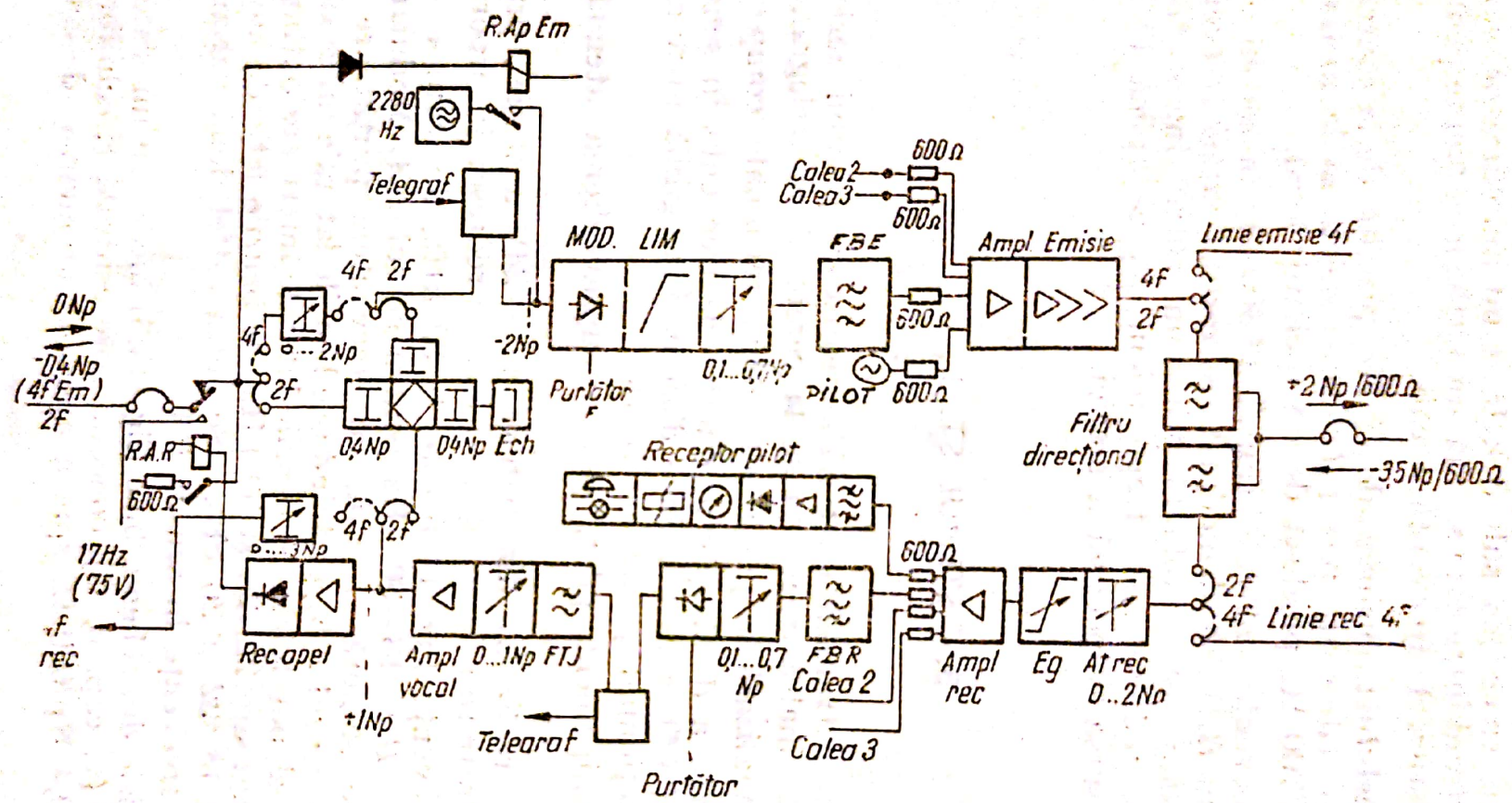


Fig. 14.3. Schema bloc și diagrama de frecvențe la sistemul ST. 3.



Sistemul diferențial rezistiv (fig. 14.4) are volum și cost reduse, dar atenuarea de lucru (între linie-ramura de emisie și între ramura de recepție-linie) este de 0,7 Np față de 0,4 Np la transformatorul diferențial.

Modulatoarele în inel sînt realizate cu diode de germaniu (fig. 14.5) și rezistențe de liniarizare, pentru reducerea amplitudinii produselor parazite de modulație. Potențiometrul P reduce la minimum reziduul de frecvență purtătoare.

Limitatorul de amplitudine conține un tranzistor ce intră în saturație la nivele de convorbire mai mari cu 0,4 Np decît cel nominal și evită astfel supraîncărcarea părții de grup a sistemului și diafonia neliniară între căi.

Filtrele de bandă realizate cu ferite și condensatoare cu stiroflex au fiecare o bandă de trecere ce corespunde frecvențelor vocale 300 — 3 700 Hz, domeniul 3 550—3 700 Hz al fiecărei căi servind cîte unui canal telegrafic de 50 bauds.

Primul etaj al amplificatorului de emisie are rezistență de intrare foarte mică (sub 1  $\Omega$ ), obținută prin reacție negativă de tip paralel, pentru ca adaptarea cu filtrele de bandă și generatorul pilot să se realizeze prin rezistențe serie de 600  $\Omega$ . Filtrele de bandă ale căilor lucrează astfel pe terminații perfect adaptate și fără a se influența între ele: se evită șuntarea fiecărui filtru în banda sa de trecere de către impedanțele din benzile de blocare ale celorlalte filtre.

Amplificatorul de emisie este realizat cu tranzistoare de înaltă frecvență și posedă o reacție negativă adîncă, pentru obținerea unui câștig stabil și egal la toate frecvențele utile precum și reducerea distorsiunilor neliniare. Tranzistorul final de putere asigură un nivel

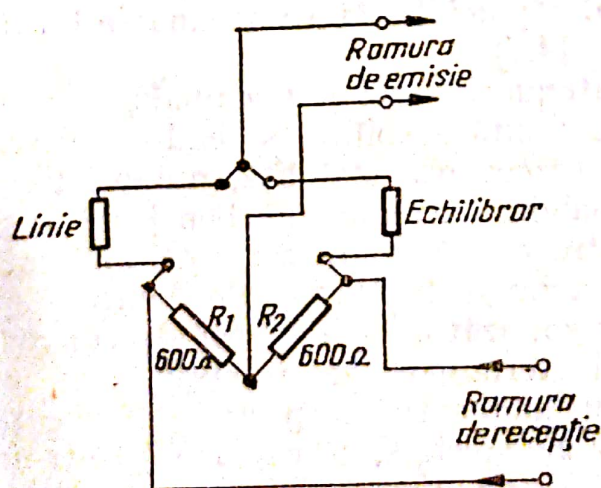


Fig. 14.4. Sistemul diferențial al sistemului ST. 3.

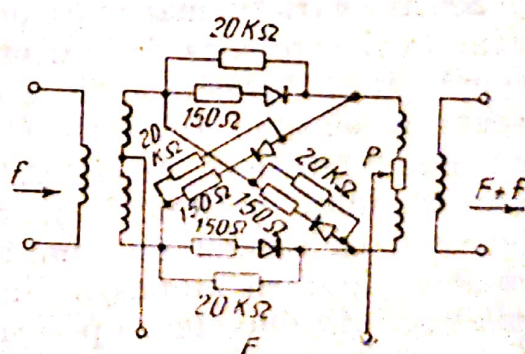


Fig. 14.5. Modulatorul sistemului ST. 3.



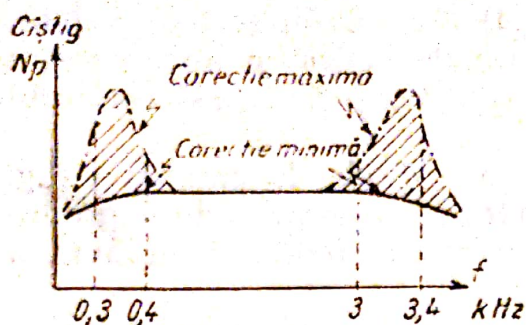


Fig. 14.6. Amplificatorul vocal al sistemului ST. 3.

de ieșire de  $+2Np$ , când la intrarea căii se aplică 800 Hz cu 0 Np și un nivel limită însumat de  $+3,8 Np$ , pentru cele 3 căi.

Filtrul direcțional realizat cu ferite și condensatoare cu stiroflex separă cele două sensuri de transmisie.

Ramura de recepție cuprinde un atenuator de reglaj al nivelului, un egalizor variabil pentru compensarea atenuării crescătoare cu frecvența a

liniei aeriene și un amplificator de recepție cu rezistență de ieșire foarte mică, realizată prin reacție negativă tip paralel. Adaptarea cu filtrele de bandă de recepție ale căilor și cu receptorul pilot se asigură prin rezistențe serie de 600  $\Omega$ .

Demodulatoarele sînt asemănătoare cu modulatorile descrise mai sus. Amplificatorul vocal de recepție permite și corectarea caracteristicii de frecvență a căii respective, printr-un câștig mărit la frecvențele marginale (300–400 Hz și 3 000–3 400 Hz). Se compensează astfel atenuarea sporită la aceste frecvențe provocată de filtrele de bandă (fig. 14.6).

## 1. ECHIPAMENTUL PILOT

Atenuarea liniei aeriene variază mult în funcție de condițiile climatice. Ploaia, zăpada și mai ales poleiul măresc atenuarea liniei, îndeosebi la frecvențele înalte (fig. 14.7).

Pentru a supraveghea variația atenuării liniei și a semnaliza optic și acustic variații mai mari decît o limită stabilită, se emite permanent în fiecare sens de transmisie o frecvență stabilită, numită frecvență pilot. Aceasta se alege la una din extremitățile benzii de frecvență a sensului respectiv sau între căi. Nivelul său este mai mic cu circa 2 Np decît al căilor, spre a nu le perturba. Frecvența pilot este atenuată de linie în mod corespunzător cu curenții de convorbire așa că nivelul său, măsurat la terminalul de recepție, este un indiciu sigur al atenuării liniei în momentul respectiv. Frecvența pilot se introduce în amplificatorul de emisie și se extrage printr-un filtru de bandă îngustă de la ieșirea amplificatorului de grup recepție, este redresată și comandă un instrument numit indicator-pilot. Gradația de zero pe scara acestuia corespunde nivelului normal de



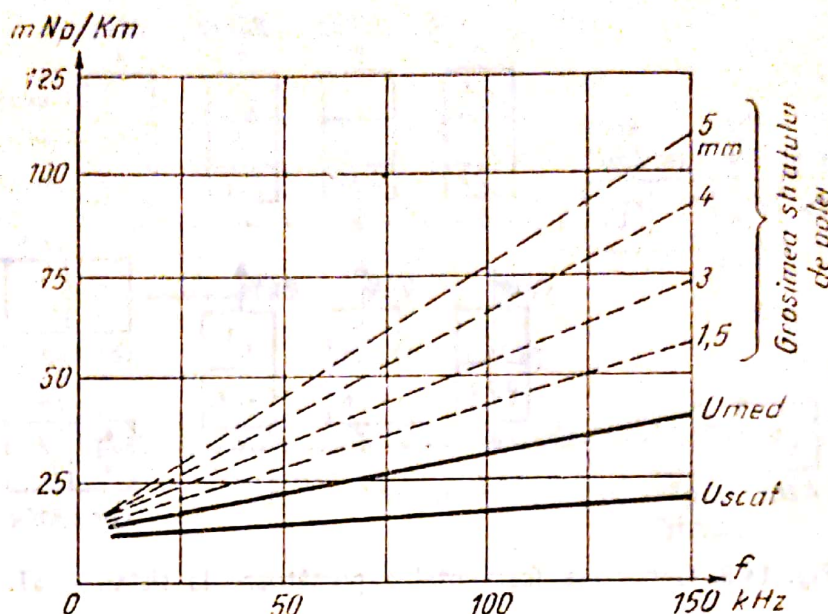


Fig. 14.7. Atenuarea liniei de cupru 3 mm în funcție de condițiile climatice.

recepție a frecvenței pilot. Gradațiile pozitive ( $0 \dots +0,4$  Np) arată o reducere a atenuării liniei, gradațiile negative ( $0 \dots -0,4$  Np) arată creșterea atenuării liniei. Variații peste  $\pm 0,4$  Np declanșează o alarmă optică (aprinderea unui bec) și acustică (sonerie). Personalul de întreținere intervine și modifică în sensul necesar atenuatorul variabil de recepție.

La sistemul ST.3 frecvența pilot este 4 kHz în sensul AB și 32 kHz în sensul BA.

## 2. GENERAREA FRECVENȚELOR PURTĂTOARE (FIG. 14.8)

Frecvențele purtătoare pentru sensul AB (8, 12, 16 kHz) se obțin ca armonice ale frecvenței generatorului de bază cu cuarț de 4 kHz, printr-un etaj deformator în clasă C.

Filtrele de bandă acordate pe frecvențele respective sînt urmate de amplificatoare lucrînd în saturație și se obține o formă de undă dreptunghiulară a frecvențelor purtătoare, cu bună stabilitate a nivelului și distorsiuni neliniare mici la modulator. Frecvențele purtătoare pentru sensul BA (18, 22, 26, 30 kHz), tot cu formă dreptunghiulară, se obțin prin filtre de bandă și amplificatoare saturate, ca armonici ale unui oscilator de 2 kHz, sincronizat de oscilatorul cu cuarț de 4 kHz. Frecvența pilot de 4 kHz se filtrează de la ieșirea deformatorului în clasă C, iar cea de 32 kHz rezultă ca armonică doi a frecvenței purtătoare de 16 kHz. Stabilitatea nivelu-



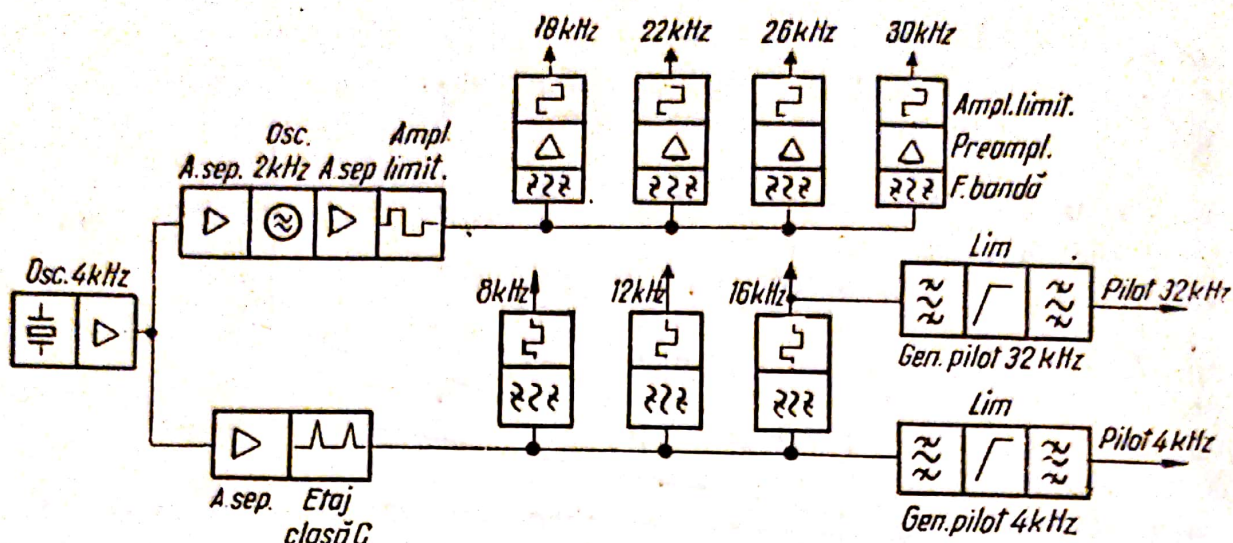


Fig. 14.8. Generarea frecvențelor purtătoare la sistemul ST. 3.

lui frecvențelor pilot se asigură prin amplificatoare în regim de saturație.

Dispozitivele de apel (semnalizare) lucrează cu frecvența de 2 280 Hz și sînt descrise în capitolul 12, C.

Nivelele electrice importante în sistemul ST.3 sînt:

- nivelul vocal la intrarea căii 0 Np;
- nivelul vocal la ieșirea căii  $-0,4$  Np;
- nivelul de emisie în înaltă frecvență în linie  $+2$  Np;
- nivel frecvențelor purtătoare  $+0,75$  Np.

#### REZUMAT

- Caracteristici generale:
  - 1—3 căi pe linii aeriene;
  - volum redus;
  - ușor de montat și întreținut;
  - frecvențe diferite pe fiecare sens.
- Sistemul ST.1:
  - transmite 300—2 400 Hz;
  - purtător comun 6 kHz pe ambele sensuri;
  - alimentare din  $-24$  V sau rețea.
- Sistemul ST.3:
  - pe linii aeriene, pe două fire;
  - în sens AB 4—16 kHz, în sens BA 18—32 kHz;
  - are frecvență pilot;
  - cuarțul dă stabilitate purtătoarelor și pilotului;
  - o singură treaptă de modulație.



## CAPITOLUL 15

STRUCTURA SISTEMELOR DE CURENȚI  
PURTĂTORI MULTICĂI

## A. GENERALITĂȚI

La sistemele de curenți purtători cu 1—3 căi curenții vocali ai fiecărei căi se modulează de obicei cu o frecvență purtătoare individuală a acelei căi, obținându-se direct spectrul de frecvențe înalte pentru linie, ca bandă laterală inferioară sau superioară.

La sistemele cu un număr mare de căi, această metodă nu mai este rațională și economică, deoarece numărul total de frecvențe purtătoare și filtre de bandă de cale crește prea mult, ca și dificultatea lor de realizare. S-a trecut deci la altă soluție care reduce, simplifică și uniformizează echipamentul de modulare.

Se formează treptat grupuri cu număr crescător de căi: 3 căi (pregrup), 12 căi (grup primar), 60 căi (grup secundar), 300 căi (grup terțiar), 900 căi (grup cuaternar). Prin modulări succesive mai multe grupuri cu un număr mic de căi formează progresiv grupuri cu un număr mai mare de căi, realizându-se astfel sisteme cu pînă la 10 800 căi.

Grupul de 12 căi este numit „grup primar” și formează „cărămida” din care se realizează progresiv grupurile superioare de căi. De exemplu din cinci grupuri primare se formează grupul secundar, numit și „supergrup”. Grupul primar se poate realiza prin:

- metoda modulației directe;
- metoda pregrupurilor;
- metoda premodulației.



Fiecare metodă are avantaje și dezavantaje, neexistind în prezent un consens pentru vreuna din ele. Realizarea recentă a filtrelor magnetomecanice a lărgit aplicarea metodei premodulației. CCITT a stabilit mai multe variante de grup primar, după banda de frecvențe ocupată. Mai folosite sînt grupul primar *A* (12–60 kHz) și mai ales grupul primar *B* (60–108 kHz) numit și „grup de bază”.

**Observație.** Toate variantele de grup primar ocupă o bandă de frecvențe de 48 kHz, fiecărei căi revenindu-i deci  $48 : 12 = 4$  kHz. Acesta este deci intervalul dintre frecvențele purtătoare ale căilor succesive.

## B. METODA MODULAȚIEI DIRECTE

Cele 12 căi ce formează grupul primar *B* sînt modulate individual (fig. 15.1) cu frecvențele purtătoare 108, 104, 100, ..., 64 kHz selectîndu-se prin filtrele de cale benzile laterale inferioare. Considerînd pentru simplificare că frecvențele vocale ale fiecărei căi sînt 0–4 kHz, calea 1 va ocupa banda 104–108 kHz, calea 2 banda 100–104 kHz iar calea 12 banda 60–64 kHz. Reunind ieșirile celor 12 filtre de cale, se obține spectrul de frecvențe al grupului primar *B* (60–108 kHz).

Avantajele modulației directe sînt simplitatea și volumul mic de echipament (12 modulatori, 12 frecvențe purtătoare și 12 tipuri de filtre de bandă) dar filtrele de bandă respective sînt dificil de realizat.

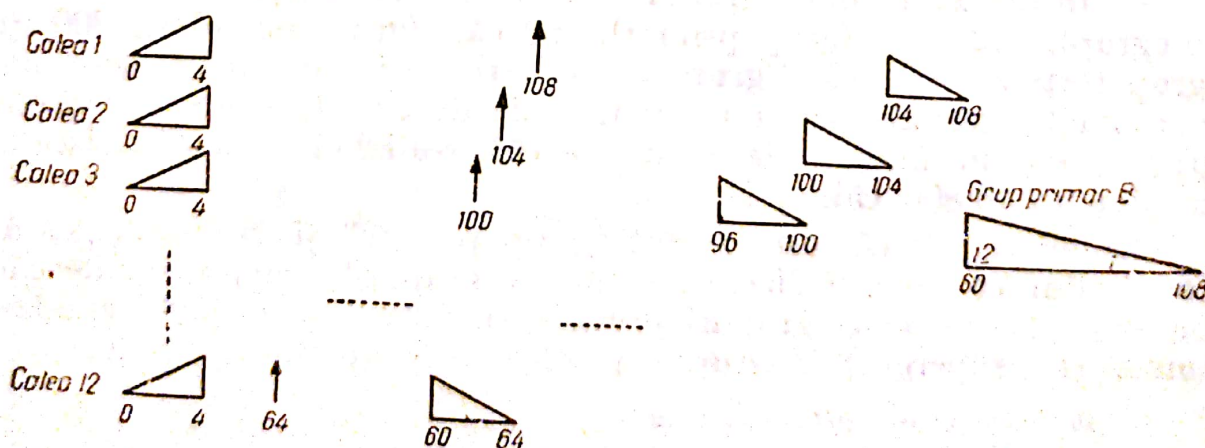


Fig. 15.1. Formarea grupului primar *B* prin modulare directă.



Astfel, la calea 1, frecvența vocală minimă de 300 Hz produce prin modularea cu  $F = 108$  kHz banda laterală inferioară 107,7 kHz și banda laterală superioară 108,3 kHz (fig. 15.2). Pe intervalul de frecvențe  $\Delta f = 108,3 - 107,7 = 0,6$  kHz, atenuarea filtrului de bandă al căii trebuie să crească de la zona de trecere (circa 0,3 Np) la zona de blocare (circa 8 Np).

Panta necesară a atenuării filtrului va fi:

$$p = \frac{\Delta f}{F} = \frac{0,6}{108} \simeq 0,6\% \quad (15.1)$$

Filtrele LC (cu inductanțe și condensatoare) nu pot realiza o pantă sub 3%, deci trebuie utilizate filtre cu cuarț, magnetostrictive, sau magnetomecanice, care sînt mai scumpe. Uneori se folosesc filtre de bandă mixte, primii poli de atenuare din zona de blocare ai căror coeficienți de calitate determină în principal panta filtrului, sînt realizați prin cristale de cuarț, iar restul filtrului este de tip LC, pentru reducerea costului total.

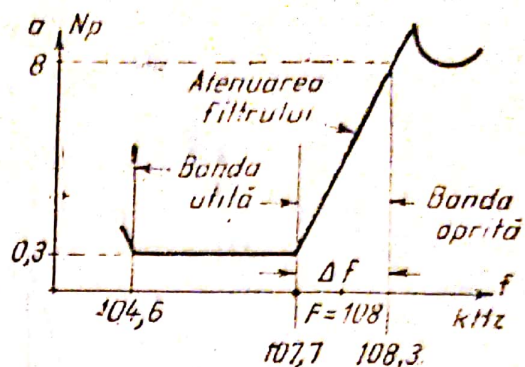


Fig. 15.2. Panta necesară pentru filtrul de cale la metoda modulației directe.

### C. METODA PREGRUPURILOR

Cele 12 căi se dispun mai întâi în patru pregrupuri de câte 3 căi identice. Căile 1—3 formează pregrupul 1, căile 4—6 formează pregrupul 2, căile 7—9 pregrupul 3 și căile 10—12 pregrupul 4. Cele 3 căi ale fiecărui pregrup se modulează respectiv cu 12, 16 și 20 kHz.

Prin filtre trece bandă se aleg benzile laterale superioare, respectiv 12—16, 16—20 și 20—24 kHz (fig. 15.3).

Prin reunire se obține la fiecare pregrup banda 12—24 kHz.

Modulînd cele patru pregrupuri respectiv cu 84, 96, 108 și 120 kHz se obțin benzile laterale inferioare 60—72, 72—84, 84—96 și 96—108 kHz. Prin reunirea lor rezultă grupul primar B(60—108 kHz).

Avantajul metodei pregrupurilor este panta mai mică necesară



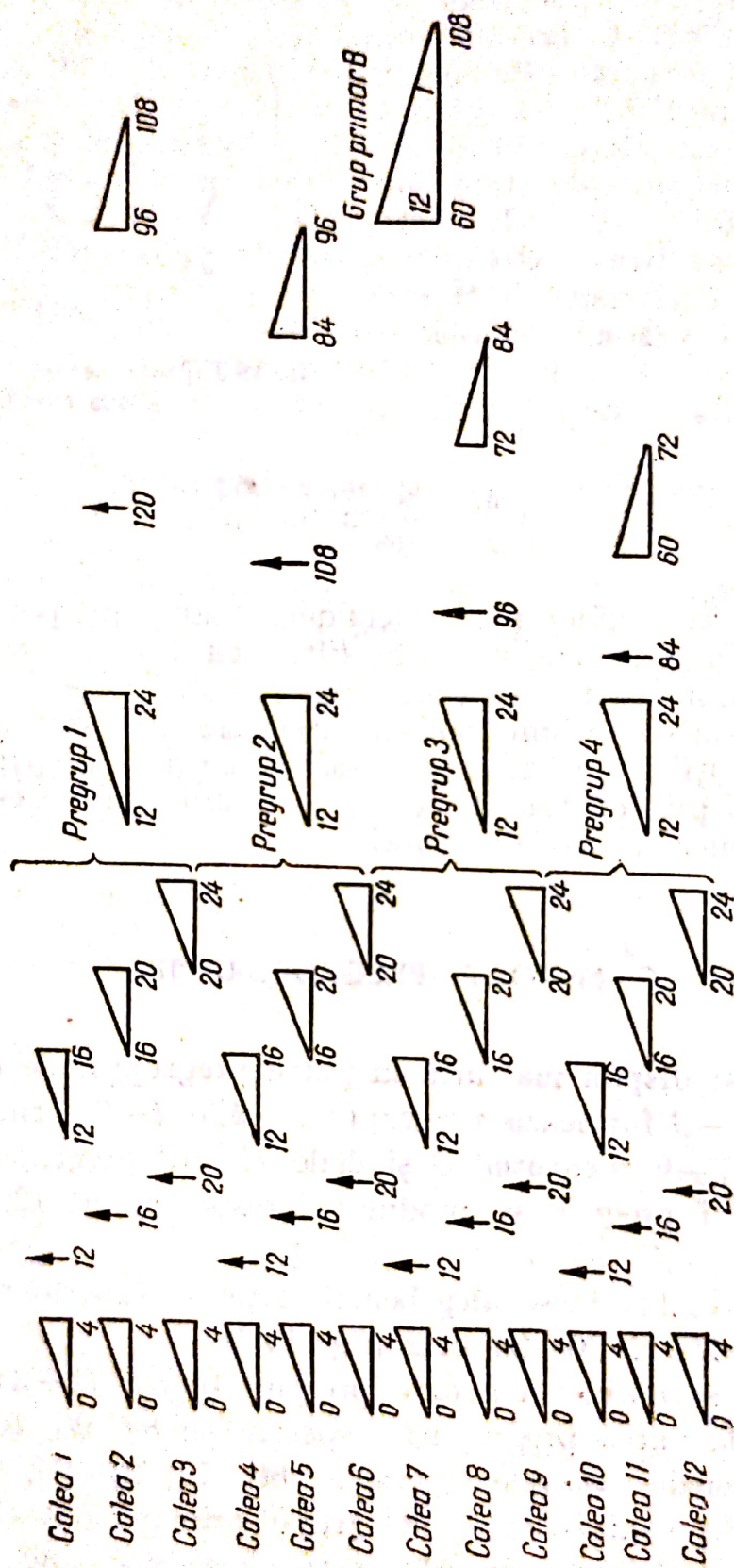


Fig. 15.3. Formarea grupului primar B prin metoda pregrupurilor.



la filtre: pentru cel mai greu filtru (fig. 15.4) al primei trepte de modulare (calea 3, cu  $F = 20$  kHz) rezultă:

$$p = \frac{\Delta f}{F} = \frac{0,6}{20} = 3\%, \quad (15.2)$$

deci se pot utiliza filtre LC.

Panta necesară pentru filtrele treptei a doua de modulație reiese și mai ușor de realizat cu filtre LC. La pregrupul 4, cu  $F = 120$  kHz, banda utilă este 96–108 kHz iar cea oprită 132–144 kHz, deci:

$$p = \frac{\Delta f}{F} = \frac{142 - 108}{120} = 10\%. \quad (15.3)$$

Dezavantajul metodei pregrupurilor este volumul mare și complexitatea echipamentului de modulare necesar: 16 modulatori, 7 frecvențe purtătoare și 16 filtre (dar numai de 7 tipuri).

#### D. METODA PREMODULĂRII

Se descrie mai întâi varianta folosită la ramele de căi de tip UKM (fig. 15.5).

Frecvențele vocale (0,3–3,4 kHz) ale celor 12 căi se modulează mai întâi cu  $F = 200$  kHz (premodulare). Se preia banda laterală, superioară 200,3–203,4 kHz printr-un filtru magnetomecanic, identic la toate căile.

Banda laterală oprită fiind 196,6–199,7 kHz panta necesară a filtrului de premodulare (fig. 15.6) este:

$$p = \frac{\Delta f}{F} = \frac{203,3 - 199,7}{200} = \frac{0,6}{200} = 0,3\%. \quad (15.4)$$

realizabilă prin filtre magnetomecanice.

După premodulare urmează modularea de cale cu frecvențe purtătoare individuale: 308 kHz la calea 1, 304 kHz la calea 2, 264 kHz la calea 12.

Datorită frecvențelor mari pe care le au purtătorii de cale, benzile laterale inferioare (utile) rezultă foarte depărtate (60–108 kHz) față de benzile laterale superioare ce trebuie suprimate (464–512 kHz).

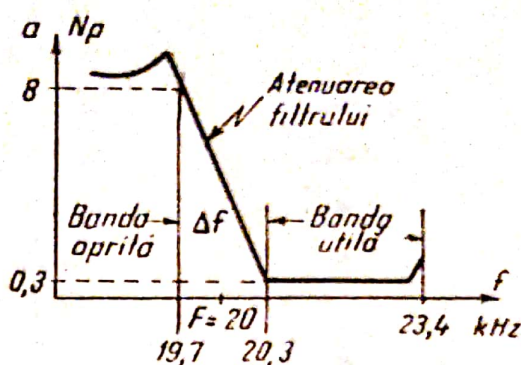


Fig. 15.4. Panta necesară pentru filtrul de cale la metoda pregrupurilor.



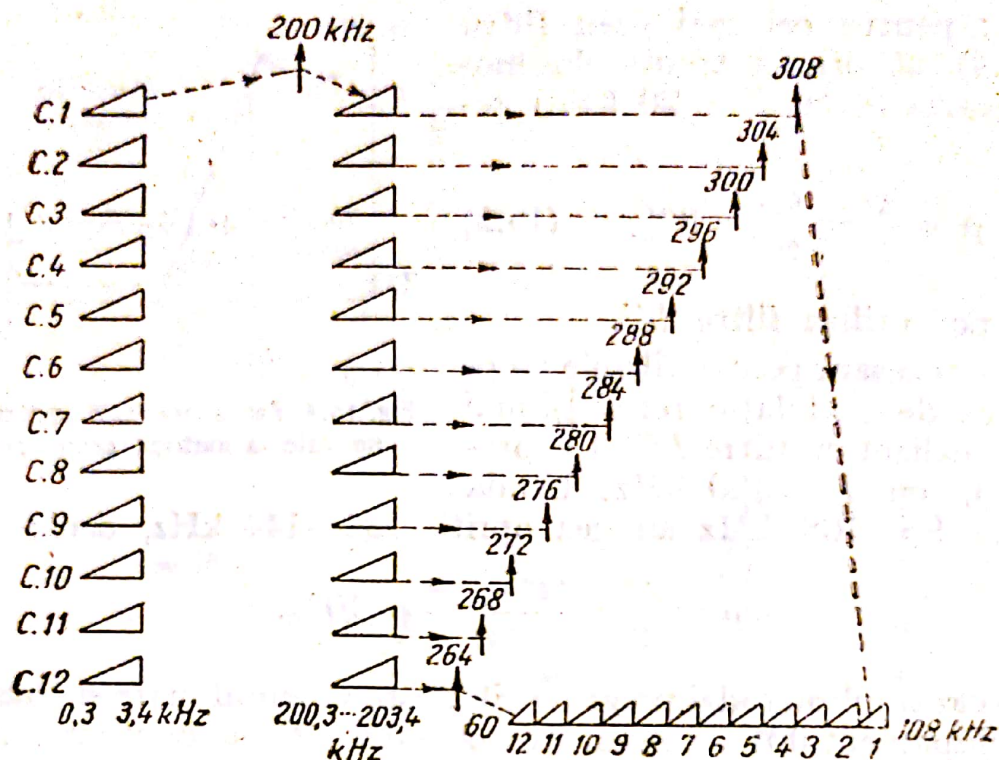


Fig. 15.5. Formarea grupului primar prin metoda premodulării la rama UKM.

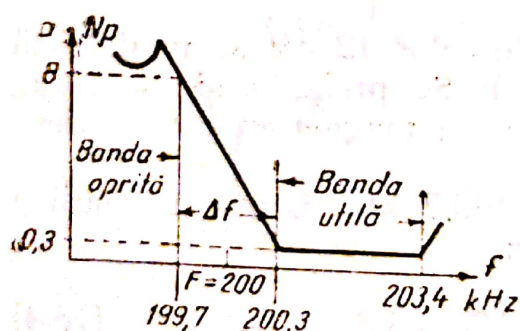


Fig. 15.6. Panta necesară pentru filtrul de bandă la rama UKM.

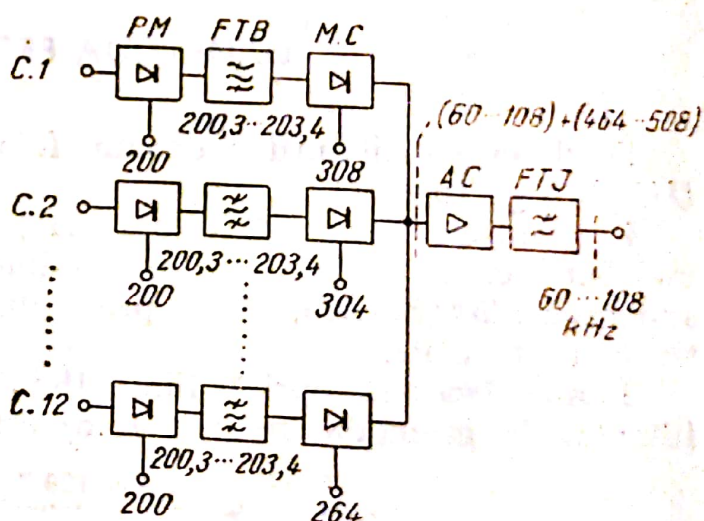


Fig. 15.7. Realizarea practică a metodei premodulării la rama UKM.

Nu mai sînt necesare filtre de bandă pentru fiecare cale ci doar un singur filtru trece jos, ce lasă să treacă frecvențele sub 108 kHz și oprește banda 464—512 kHz. Filtrul trece jos se montează după un amplificator AC de reunire a ieșirii tuturor modulatorilor de cale (fig. 15.7).



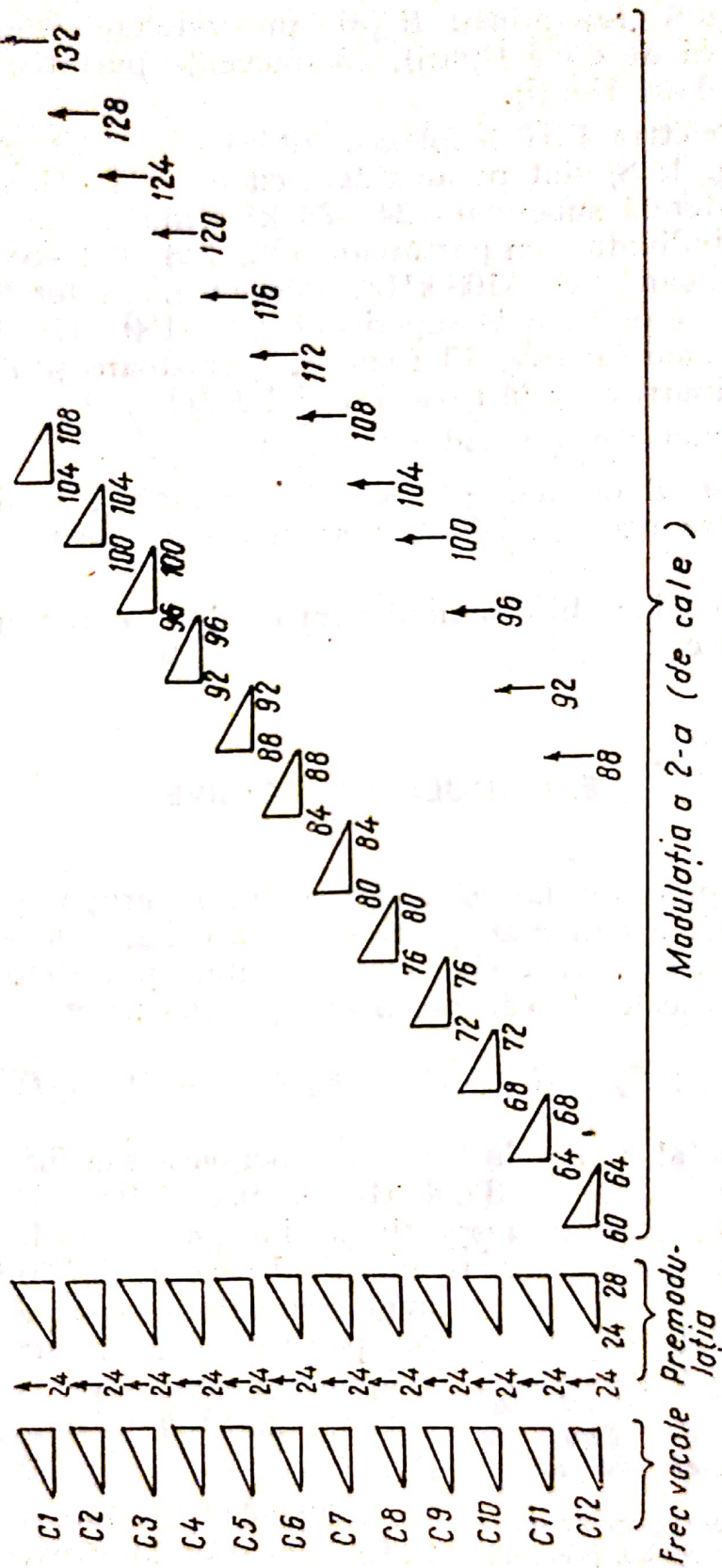


Fig. 15.8. Formarea grupului primar prin metoda premodulării la sistemul PST. 3.



Formarea unui grup primar  $B$  prin premodulare necesită 24 modulatori (numai de două tipuri), 13 frecvențe purtătoare și 13 filtre (numai de două tipuri).

Sistemele Telettra PST 3 folosesc altă variantă de premodulare. Toate căile (fig. 15.8) sînt premodulate cu  $F = 24$  kHz, selecționîndu-se banda laterală superioară 24–28 kHz, după care căile 1–12 sînt modulate individual cu purtătoare 132, 128, 124–88 kHz. Printr-un filtru trece bandă 60–108 kHz se alege banda laterală inferioară a tuturor căilor, oprind banda superioară 112–160 kHz. Este nevoie în total de 24 modulatori, 13 frecvențe purtătoare și 13 filtre (dar doar de două tipuri) ca și în cazul ramei UKM.

Avantajele metodei premodulației sînt :

— echipamentul de cale este identic pentru toate căile și poate fi schimbat între acestea. Diferă doar frecvența purtătoare pentru modularea a 2-a ;

— reduce considerabil volumul ocupat, deci se pot monta pe o ramă 120–600 căi.

## E. MODULĂRI SUCCESIVE

La metoda pregrupurilor și a premodulării, grupul primar  $B$  se obține prin modulări în mai multe trepte a căilor. De exemplu, în cazul a trei modulări succesive cu frecvențele purtătoare  $F_1$ ,  $F_2$  și  $F_3$ , frecvențele vocale ale căii vor ocupa pozițiile :

$$F_1 \pm f; F_2 \pm (F_1 \pm f); F_3 \pm F_2 \pm (F_1 \pm f). \quad (15.5)$$

După cum se alege banda laterală superioară sau inferioară, frecvențele vocale  $f = 300 \dots 3400$  Hz vor fi translatate într-o poziție în care se păstrează (sau respectiv se inversează) ordinea normală de succesiune a frecvențelor. Grafic, se desenează un triunghi dreptunghic cu cateta verticală spre dreapta, pentru ordinea normală a frecvențelor și cu cateta verticală spre stînga (fig. 15.9) pentru ordinea inversă.

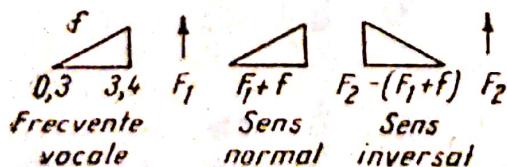


Fig. 15.9. Reprezentarea grafică a spectrelor de frecvență obținute prin modulare.

Frecvențele purtătoare  $F_3 \pm F_2 \pm \dots \pm F_1$  rezultate în urma modulărilor succesive se numesc frecvențe purtă-



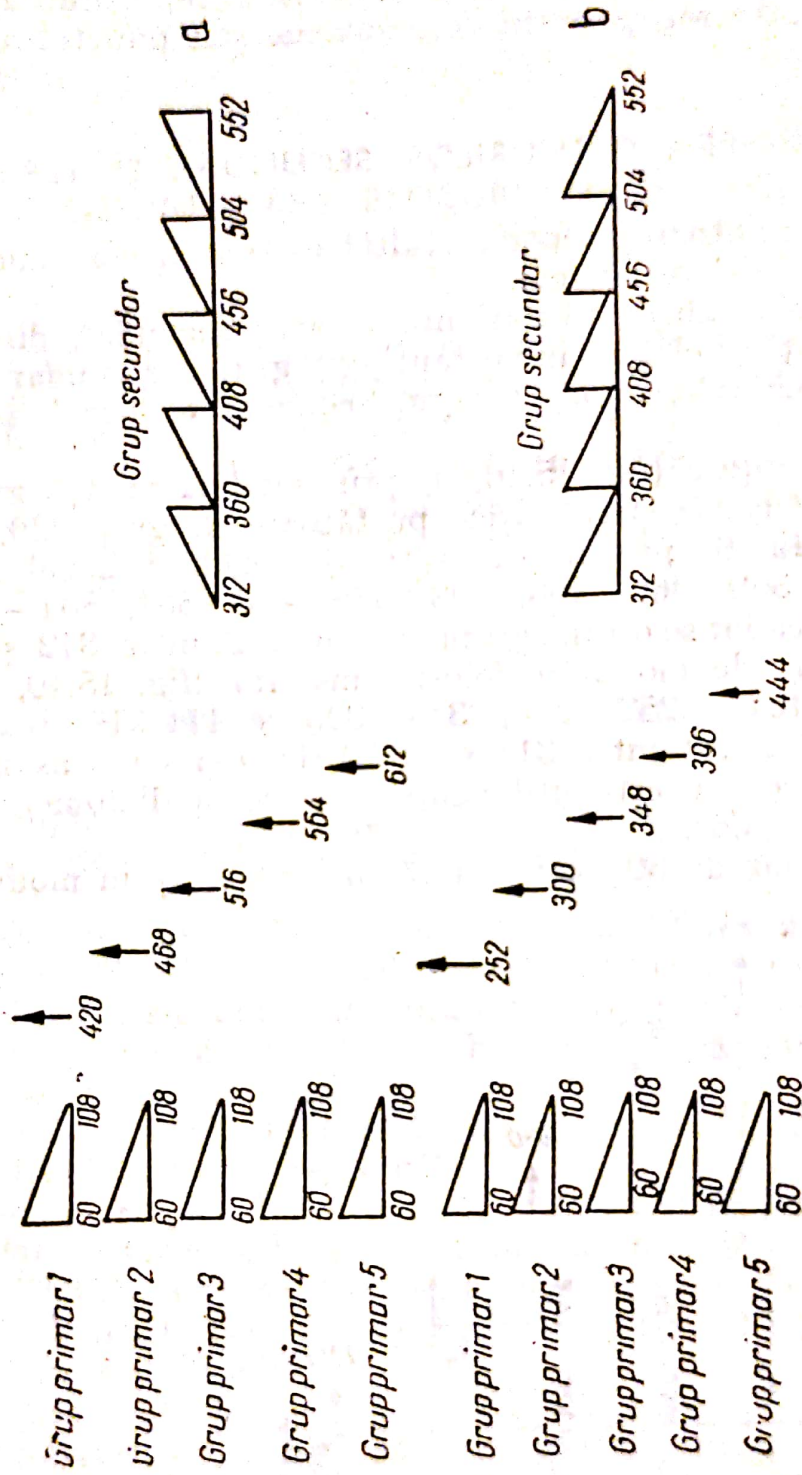


Fig. 15.10. Translațiile de frecvențe pentru obținerea grupului secundar.



toare virtuale și determină poziția finală pe care o ocupă calea în spectrul de frecvențe.

Frecvențele purtătoare fizice și virtuale se reprezintă în schemele de modulare prin săgeți verticale, continue sau punctate.

## F. OBȚINEREA GRUPURILOR SECUNDAR ȘI TERȚIAR

Treapta următoare pentru realizarea sistemelor multicăi este „grupul secundar” de 60 căi.

CCITT a normalizat 16 variante de grup secundar, diferind între ele ca frecvență. Cel mai important este grupul secundar 2, cuprins între 312 și 552 kHz, numit și „grup secundar de bază” sau „super-grup”.

Acesta se obține (fig. 15.10, a) prin modularea a 5 grupuri primare B de 12 căi cu frecvențele purtătoare de grup 420, 468, 516, 564 și 612 kHz. Se preiau prin filtre de bandă benzile laterale inferioare (312–360, 360–408, 408–456, 456–504, 504–552 kHz).

Prin reunirea lor se obține grupul secundar 2, între 312 și 552 kHz.

Altă schemă de modulare folosită mai rar (fig. 15.10, b) cu frecvențele purtătoare 252, 300, 348, 396 și 444 kHz realizează un grup secundar 2 tot între 312 și 552 kHz, dar cu sens inversat al frecvențelor, ceea ce este util pentru reducerea diafoniei inteligibile în cablajele stațiilor.

Grupul terțiar de 300 căi rezultă (fig. 15.11) prin modularea a 5

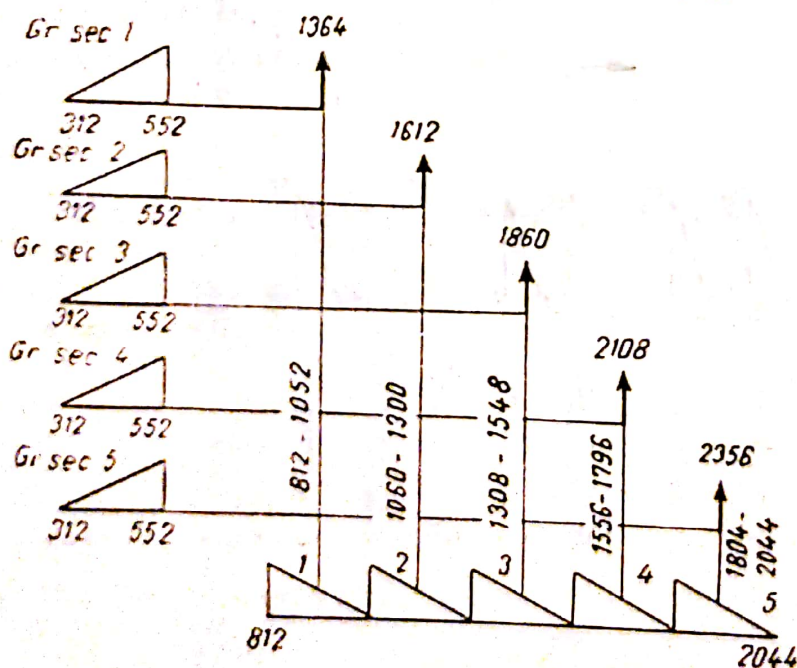


Fig. 15.11. Translațiile de frecvență pentru obținerea grupului terțiar.



grupe secundare 312—552 kHz, cu frecvențele purtătoare 1 364, 1 612, 1 860, 2 108 și 2 356 kHz. Se reiau prin filtre benzile laterale inferioare, rezultând banda de frecvențe 812—2 044 kHz a grupului terțiar de bază. CCITT normalizează 9 variante de frecvențe pentru grupul terțiar.

## G. OBȚINEREA BLOCURILOR DE LINIE ȘI A GRUPULUI CUATERNAR

Prin modularea a 15 grupuri secundare de bază se obține un „bloc de linie de bază” de 900 căi cuprins între 312 și 4 028 kHz, numit și „hipergrup”. Există și o variantă cu 16 grupuri secundare având 960 căi între 60 și 4 028 kHz. În sistemele cu peste 2 700 căi se utilizează și grupul cuaternar de 900 căi, format prin modularea a trei grupe terțiare. Există trei variante de grup cuaternar, cea „de bază” fiind 8 516—12 388 kHz.

## H. FRECVENȚE PILOT DE GRUP

Pentru supravegherea și reglajul automat al nivelului, pe fiecare grup primar, secundar, terțiar sau cuaternar se transmite o frecvență pilot.

Pentru grupul primar *B* (60—108 kHz) CCITT recomandă frecvența pilot de 84,08 kHz când căile folosesc semnalizare (apel) în afara benzii (cu 3 825 Hz). Când căile utilizează (la unele sisteme străine) pentru apel frecvența purtătoare virtuală, se recomandă frecvența pilot 84,14 kHz.

Pentru căi cu apel „în bandă” de exemplu 2 280 Hz se poate utiliza fie 84,08 kHz fie 84,14 kHz.

La grupul secundar de bază (312—552 kHz) se recomandă frecvența pilot de 411,92 kHz pentru căi cu apel în afara benzii și 411,86 kHz când apelul se realizează prin frecvența purtătoare virtuală a căii. Pentru căi cu apel „în bandă” se poate folosi fie 411,92 kHz fie 411,86 kHz.

Grupul terțiar de bază (812—2 044 kHz) are frecvența pilot de 1 552 kHz indiferent de tipul de apel folosit. Grupul cuaternar are frecvența pilot de 11 096 kHz.

Nivelul frecvențelor pilot emise în linie este mai mic decât al căilor, spre a nu supraîncărca modulatorile de grup și repetoarele.



Astfel, frecvențele pilot de 84,08; 411,92; 1 552 și 11 096 kHz au nivel cu 2,3 Np sub cel al căilor, iar frecvențele pilot de 84,14 kHz și 411,86 kHz au nivelul cu 2,9 Np mai mic.

În traiectul de emisie al sistemelor, înaintea punctului de injec-tare a pilotului, se introduc filtre înguste oprește bandă acordate pe frecvența pilot respectivă spre a preveni semnale parazite (pro-venind din convorbiri sau curenți de semnalizare) să se suprapună peste frecvența pilot, perturbând-o.

În traiectul de recepție al sistemului sînt necesare filtre oprește bandă în unele cazuri cu semnalizare „în afara benzii” sau spre a suprima zgomotele eventual produse de pilot în anumite căi.

#### REZUMAT

- Sistemele multicăi au trepte multiple de modulație între pregrupuri, grup primar, grup secundar, grup terțiar, grup cuaternar.
- Grupul primar (60—108 kHz) de 12 căi se obține prin modu-lare directă, pregrupuri sau premodulare.
- Grupul secundar de 60 căi se obține prin modularea individua-lă a 5 grupe primare *B*.
- Grupul terțiar de 300 căi rezultă prin modularea individuală a 5 grupuri secundare de bază.
- Blocul de linie (numit și „hipergrup”) are 900 sau 960 căi și se obține din 15 (16) grupuri secundare de bază.
- Grupul cuaternar se obține prin modularea a 3 grupuri ter-țiare de bază.
- Fiecare grup primar, secundar, terțiar și cuaternar are o frecvență pilot pentru supraveghere și reglaj automat al nivelului.



## CUPRINS

|                                                                                               |               |
|-----------------------------------------------------------------------------------------------|---------------|
| <b>Cap. 1. Noțiuni introductive privind telecomunicațiile</b>                                 | <b>3</b>      |
| A. Generalități                                                                               | 3             |
| B. Rețele de telecomunicații                                                                  | 4             |
| C. Probleme de bază ale telecomunicațiilor                                                    | 6             |
| D. Simboluri grafice utilizate în manual                                                      | 8             |
| <br><b>Cap. 2. Dipoli</b>                                                                     | <br><b>9</b>  |
| A. Generalități                                                                               | 9             |
| B. Circuitul rezonant serie                                                                   | 11            |
| C. Circuitul rezonant paralel                                                                 | 12            |
| D. Selectivitate și bandă de trecere                                                          | 14            |
| E. Dipoli compuși. Dipoli inverși                                                             | 16            |
| <br><b>Cap. 3. Cuadripoli</b>                                                                 | <br><b>17</b> |
| A. Generalități                                                                               | 17            |
| B. Echivalența cuadripolilor                                                                  | 19            |
| C. Ecuațiile de transmisie ale cuadripolului                                                  | 20            |
| D. Impedanțele de intrare ale cuadripolului. Impedanțele imagine.<br>Impedanța caracteristică | 21            |
| E. Constanta de propagare a cuadripolului.                                                    | 22            |
| F. Determinarea impedanțelor imagine și a constantei de propagare<br>prin metoda scurt-gol    | 23            |
| G. Cuadripoli compuși                                                                         | 25            |
| H. Atenuarea de lucru și de inserție                                                          | 26            |
| <br><b>Cap. 4. Unități de transmisie</b>                                                      | <br><b>29</b> |
| A. Generalități                                                                               | 29            |
| B. Nivele relative                                                                            | 31            |



|                                                                                |    |
|--------------------------------------------------------------------------------|----|
| C. Nivele absolute . . . . .                                                   | 32 |
| D. Nivele de măsură. . . . .                                                   | 34 |
| E. Echivalent . . . . .                                                        | 34 |
| Cap. 5. Filtre electrice . . . . .                                             | 36 |
| A. Generalități . . . . .                                                      | 36 |
| B. Condițiile generale de filtraj . . . . .                                    | 38 |
| C. Filtre tip $K$ . . . . .                                                    | 40 |
| D. Filtre derivate în $m$ . . . . .                                            | 46 |
| E. Filtre compuse . . . . .                                                    | 50 |
| F. Filtre cu cuarț . . . . .                                                   | 50 |
| G. Filtre magnetomecanice . . . . .                                            | 51 |
| H. Filtre cu parametri de lucru . . . . .                                      | 52 |
| Cap. 6. Cuadripoli pasivi utilizați în telecomunicații . . . . .               | 55 |
| A. Atenuatoare de reglaj și de adaptare . . . . .                              | 55 |
| B. Egalizoare de atenuare . . . . .                                            | 59 |
| C. Corectoare de fază . . . . .                                                | 63 |
| D. Transformatorul de bandă largă . . . . .                                    | 64 |
| E. Bobina translatoare . . . . .                                               | 69 |
| F. Autotransformatorul . . . . .                                               | 69 |
| G. Transformatorul diferențial . . . . .                                       | 70 |
| Cap. 7. Linii electrice . . . . .                                              | 74 |
| A. Schema echivalentă a liniei electrice . . . . .                             | 74 |
| B. Impedanța caracteristică . . . . .                                          | 75 |
| C. Atenuarea și defazajul . . . . .                                            | 76 |
| D. Lungimea de undă și viteza de propagare . . . . .                           | 79 |
| E. Reflexii și unde staționare. . . . .                                        | 81 |
| Cap. 8. Principiul utilizării multiple a liniilor de telecomunicații . . . . . | 85 |
| A. Aspectul actual al utilizării multiple . . . . .                            | 85 |
| B. Fantomizarea circuitelor, superfantoma . . . . .                            | 86 |
| C. Bucle telegrafice. Telegrafia infraacustică . . . . .                       | 88 |
| D. Multiplexarea în frecvență . . . . .                                        | 89 |
| E. Multiplexarea în timp . . . . .                                             | 92 |
| Cap. 9. Principiul sistemelor de curenți purtători . . . . .                   | 97 |
| A. Transmisii cu ambele benzi laterale . . . . .                               | 97 |
| B. Transmisii cu o singură bandă laterală . . . . .                            | 98 |



|                                                                                         |            |
|-----------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| C. Modulatoare pentru sisteme telefonice . . . . .                                      | 100        |
| D. Transmisii pe patru fire . . . . .                                                   | 103        |
| E. Transmisii pe două fire . . . . .                                                    | 104        |
| F. Sisteme multicăi . . . . .                                                           | 106        |
| G. Sisteme cu modulație în cod a impulsurilor . . . . .                                 | 107        |
| <b>Cap. 10. Caracteristicile de transmisie ale cărilor de telecomunicații . . . . .</b> | <b>110</b> |
| A. Inteligibilitatea convorbirii . . . . .                                              | 110        |
| B. Echivalentul căii . . . . .                                                          | 115        |
| C. Caracteristica de frecvență . . . . .                                                | 118        |
| D. Stabilitatea căii . . . . .                                                          | 119        |
| E. Caracteristica de amplitudine . . . . .                                              | 119        |
| F. Distorsiunea neliniară . . . . .                                                     | 120        |
| G. Timpul de propagare . . . . .                                                        | 122        |
| N. Distorsiunea de fază . . . . .                                                       | 122        |
| I. Zgomote . . . . .                                                                    | 122        |
| J. Diafonia . . . . .                                                                   | 124        |
| <b>Cap. 11. Repetoare vocale . . . . .</b>                                              | <b>128</b> |
| A. Generalități . . . . .                                                               | 128        |
| B. Schema repetorului vocal . . . . .                                                   | 129        |
| C. Condiția de stabilitate . . . . .                                                    | 131        |
| D. Elemente auxiliare ale repetorului vocal . . . . .                                   | 134        |
| E. Repetorul vocal <i>RVT 1</i> . . . . .                                               | 140        |
| F. Repetorul vocal <i>RVT 2</i> . . . . .                                               | 141        |
| G. Repetoare cu impedanță negativă . . . . .                                            | 145        |
| <b>Cap. 12. Dispozitive de semnalizare (apel) . . . . .</b>                             | <b>151</b> |
| A. Generalități . . . . .                                                               | 151        |
| B. Dispozitive de apel pentru repetoare vocale . . . . .                                | 152        |
| C. Dispozitive de apel „în bandă” . . . . .                                             | 156        |
| D. Dispozitive de semnalizare (apel) „în afara benzii” . . . . .                        | 160        |
| <b>Cap. 13. Semiautomatizarea și automatizarea interurbană . . . . .</b>                | <b>164</b> |
| A. Generalități . . . . .                                                               | 164        |
| B. Semiautomatul interurban . . . . .                                                   | 164        |
| C. Semiautomatul Pentaconta cu 50 Hz . . . . .                                          | 165        |
| D. Semiautomatul Pentaconta cu 2 280 Hz . . . . .                                       | 167        |
| E. Automatizarea interurbană și internațională . . . . .                                | 171        |



|                                                                       |     |
|-----------------------------------------------------------------------|-----|
| Cap. 14. Sisteme de curenți purtători cu număr mic de căi . . . . .   | 175 |
| A. Sistemul ST. 1 . . . . .                                           | 175 |
| B. Sistemul ST. 3 . . . . .                                           | 177 |
| Cap. 15. Structura sistemelor de curenți purtători multicăi . . . . . | 183 |
| A. Generalități . . . . .                                             | 183 |
| B. Metoda modulației directe . . . . .                                | 184 |
| C. Metoda pregrupurilor . . . . .                                     | 185 |
| D. Metoda premodulării . . . . .                                      | 187 |
| E. Modulări succesive . . . . .                                       | 190 |
| F. Obținerea grupului secundar și terțiar . . . . .                   | 192 |
| G. Obținerea blocurilor de linie și a grupului cuaternar . . . . .    | 193 |
| H. Frecvențe pilot de grup . . . . .                                  | 193 |



Tiraj: 2.100 Ex. S.P. 65 broșate  
Coli de tipar: 12,5  
Planșe: 4  
Hîrtia: Scris tip I A.  
Format: 16/61×86  
Bun de tipar 1-VII-1977  
Ediția: 1977  
Nr. plan: 11335



Întreprinderea Poligrafică Cluj  
Str. Brassai Nr. 5—7  
Municipiul Cluj-Napoca  
Republica Socialistă România  
Comanda Nr. 173/1977



# Semne convenționale în telecomunicații

| Denumire                                              | Simbol | Denumire                   | Simbol |
|-------------------------------------------------------|--------|----------------------------|--------|
| Impedanță                                             |        | Filtru trece-jos           |        |
| Rezistență                                            |        | Filtru trece-sus           |        |
| Inductanță                                            |        | Filtru trece-bandă         |        |
| Diodă semiconductoare                                 |        | Filtru oprește-bandă       |        |
| Autotransformator                                     |        | Compresor (de dinamică)    |        |
| Transformator (cu miez magnetic)                      |        | Expansor (de dinamică)     |        |
| Elemente de circuit cu variație în trepte             |        | Limitator de amplitudine   |        |
| Idem, cu variație continuă                            |        | Amplificator               |        |
| Frecvență purtătoare                                  |        | Divizor de frecvență       |        |
| Banda vocală cu sens normal al frecvențelor           |        | Sistem diferențial         |        |
| Banda vocală cu sens inversat al frecvențelor         |        | Modulator                  |        |
| Impărțirea unei benzi de frecvență în căi sau grupuri |        | Redresor                   |        |
| Frecvență pilot                                       |        | Multiplicator de frecvență |        |
| Generator                                             |        | Generator cu cuarț         |        |
| Atenuator simetric, linie artificială                 |        | Echilibror                 |        |
| Corector de distorsiune                               |        | Bec de semnalizare         |        |
| Tranzistor                                            |        |                            |        |